

**Universidad Carlos III de Madrid**

**Ingeniería Industrial**



**Proyecto final de Carrera**

**DESARROLLO DE UN  
ALMACENADOR CINÉTICO DE  
ENERGÍA**

**Autor: David Ugena González**  
**Tutor: David Santos Martín.**  
**Director: Marcos Lafoz Pastor**

**Septiembre 2008**

## AGRADECIMIENTOS

Me gustaría agradecer especialmente a Marcos Lafoz y a Cristina Vázquez su apoyo y colaboración desinteresada durante tantas y tantas horas, de ellos me llevo una gran amistad que espero no rompa ni el tiempo ni la distancia, gracias muchachos.

**a Sandra**

## ÍNDICE

<b>1</b>	<b>Introducción.....</b>	<b>7</b>
<b>2</b>	<b>Almacenamiento de Energía.....</b>	<b>10</b>
<b>3</b>	<b>Aplicaciones actuales de las tecnologías de almacenamiento energía.....</b>	<b>11</b>
3.1	Tecnologías de almacenamiento de energía .....	13
3.1.1	Centrales de bombeo. ....	14
3.1.1.1	Cómo trabaja una central hidroeléctrica. ....	14
3.2	Almacenamiento por aire comprimido. ....	16
3.3	Baterías. ....	17
3.4	Almacenamiento en campos electromagnéticos.....	18
3.5	Almacenamiento en células de combustible.....	19
3.6	Almacenamiento en supercondensadores .....	20
3.7	Almacenamiento en volante de inercia.....	22
<b>4</b>	<b>Elementos de un almacenador cinético.....</b>	<b>24</b>
4.1	Volante de inercia. ....	24
4.2	Momento de inercia de una distribución continua de masa .....	25
4.2.1	Momento de inercia de un cilindro.....	26
4.3	Optimización del volante de inercia .....	27
4.3.1	Tensiones en un disco macizo giratorio. ....	29
4.3.2	Calculo del volante de inercia para diferentes materiales .....	33
4.3.2.1	Momento de inercia .....	34
4.3.2.2	Superficie del volante. ....	34
4.3.2.3	Volumen del volante.....	34
4.3.2.4	Masa del volante .....	35
4.3.2.5	Resistencia mecánica máxima .....	35
4.3.2.6	Relación longitud-radio para un volante de inercia.....	35
<b>5</b>	<b>Máquina motriz. ....</b>	<b>40</b>
5.1	Conversión de energía en sistemas magnéticos. Introducción. ....	41
5.2	Movimiento a flujo constante .....	43
5.3	Movimiento a corriente constante. ....	45
5.4	Sistemas magnéticos de rotación. Introducción a máquinas de reluctancia variable. ....	47
<b>6</b>	<b>Sistema de almacenamiento cinético de energía con maquina de reluctancia conmutada. ....</b>	<b>51</b>
<b>7</b>	<b>Máquina de reluctancia conmutada. En saturación .....</b>	<b>54</b>
7.1	Introducción.....	54
7.2	Forma de onda de corriente .....	57
<b>8</b>	<b>Descripción de los convertidores electrónicos de potencia. ....</b>	<b>60</b>
8.1	Convertidor que acciona la máquina de reluctancia.....	60
8.1.1	Funcionamiento básico. Convertidor unidireccional.....	60
8.1.2	Convertidor Bidireccional. Solución elegida.....	64
8.1.2.1	Modo Motor ‘soft-switching cíclico’ .....	70
8.1.2.2	Modo Motor ‘soft-switching alterno’ .....	71
8.1.2.2.1	Modo motor .....	71
8.1.2.2.2	Modo generador.....	72
8.1.2.3	Modo Generador ‘soft-switching cíclica’ .....	73
8.1.2.4	Modo Generador ‘soft-switching alterna’ .....	74
8.2	Frecuencia de Conmutación e Intensidad Máxima de Corriente.....	76
8.3	Regímenes de Funcionamiento. Modos Motor y Generador.....	86

8.3.1	Funcionamiento en modo Motor .....	87
8.3.2	Funcionamiento en modo Generador .....	91
8.3.3	Situaciones de Funcionamiento del Sistema. ....	93
8.3.3.1	Arranque del sistema. ....	94
8.3.3.2	Recuperación de la velocidad nominal,.....	95
8.3.3.3	Descarga de potencia. ....	96
8.3.3.4	Parada del sistema. ....	97
8.4	Convertidor de conexión a red.....	99
<b>9</b>	<b>Descripción de la estrategia de control en corriente mediante la técnica de doble banda de histéresis. ....</b>	<b>104</b>
9.1	Relación entre la anchura de banda y el contenido armónico de la intensidad de corriente. ....	114
<b>10</b>	<b>Semiconductores Seleccionados. Electrónica de potencia. ....</b>	<b>119</b>
10.1	Driver integrado.....	121
10.1.1	Entradas Digitales.....	121
10.1.2	Funciones de protección y supervisión del Driver. ....	122
10.1.2.1	Enclavamiento y generación de tiempos muertos (TOP/BOTTOM interlock). ....	123
10.1.2.2	Supresor de pulsos cotos. ....	123
10.1.2.3	Protección contra sobretemperaturas.....	124
10.1.2.4	Protección contra sobrecorrientes (Over Current Protección) .....	124
10.1.3	Funciones integradas de medición.....	124
10.1.3.1	Sensor integrado de corriente. ....	125
10.1.3.2	Sensor integrado de temperatura. ....	125
10.1.3.3	Sensor de Tensión en etapa de continua.....	125
10.2	Conexión mediante fibra optica (opcional) (F-option).....	126
<b>11</b>	<b>Obtención de características magnéticas y medida de autoinductancia .....</b>	<b>127</b>
11.1	Introducción.....	127
11.2	Descripción.....	127
11.2.1	Medios .....	129
11.2.2	Resultados.....	129
11.2.3	Conclusiones.....	133
<b>12</b>	<b>Medida de par mecánico de la máquina de reluctancia conmutada.....</b>	<b>134</b>
12.1	Descripción.....	134
12.2	Medios .....	135
12.3	Resultados.....	135
12.4	Conclusiones.....	136
<b>13</b>	<b>Evaluación de distorsión armónica en corrientes de la red .....</b>	<b>137</b>
13.1	Descripción.....	137
13.2	Medios .....	137
13.3	Resultados.....	138
13.4	Conclusiones.....	138
<b>14</b>	<b>Ensayos energéticos .....</b>	<b>139</b>
14.1	Perdidas Aerodinámicas. ....	139
14.2	Evaluación de las pérdidas por rozamiento en función de la presión.....	142
14.2.1	Descripción.....	142
14.2.2	Medios .....	143
14.2.3	Resultados.....	144
14.2.4	Conclusiones.....	145
14.3	Perdidas Electromagneticas.....	145

14.3.1	Pérdidas por corriente parásitas .....	149
14.3.2	Cálculo total de las pérdidas por histéresis.....	149
14.4	Rendimiento energético bajo presión atmosférica.....	153
14.4.1	Descripción .....	153
14.4.1.1	Medios .....	155
14.4.1.2	Resultados.....	155
14.4.1.3	Conclusiones.....	156
<b>15</b>	<b>Ensayos térmicos en una máquina de reluctancia conmutada.....</b>	<b>158</b>
15.1	Evolución de temperatura de la máquina de reluctancia conmutada en operación nominal .....	158
15.1.1	Descripción .....	158
15.1.2	Medios .....	158
15.1.3	Resultados.....	159
15.1.4	Conclusiones.....	160
	<b>Conclusiones.....</b>	<b>161</b>
	<b>APÉNDICE A .....</b>	<b>162</b>
15.2	Deducción Del Algoritmo De Cálculo Para La Anchura De Banda Variable.... .....	162
15.2.1	Conmutación en la Banda Superior .....	166
15.2.2	Conmutación en la Banda Inferior .....	167
	<b>Apéndice B .....</b>	<b>170</b>
	Prototipo (I) .....	170
	Prototipo (II) .....	171
	<b>Apéndice C .....</b>	<b>172</b>
	Electrónica de Potencia Data Sheet .....	172

## 1 Introducción.

En este proyecto se desarrolla el estudio de un accionamiento completo destinado a la obtención de un Almacenador Cinético de Energía, también conocido como “batería mecánica”, para la posterior aplicación en sistemas ferroviarios.

El diseño, fabricación y puesta en marcha del llamado prototipo OMEGA está enclavado dentro del proyecto ACE<sup>2</sup>, desarrollado conjuntamente por centros de investigación estatales como CEDEX y CIEMAT y cuyo cliente es el Administrador de Infraestructuras Ferroviarias (ADIF). El proyecto ACE consistente en el desarrollo de un Almacenador Cinético de Energía de media potencia, destinado al Alisado de Consumos Eléctricos, evitando con él puntas en el consumo de potencia y reduciendo así el dimensionado de la aparamenta eléctrica asociada a la instalación y la factura eléctrica.

El objetivo de este prototipo es poder desarrollar y posteriormente ensayar un conjunto formado por máquina y accionamiento que permitan obtener las condiciones óptimas de funcionamiento que puedan servir como base para el proyecto ACE.

El sistema está formado por un volante de inercia solidario al rotor de una máquina eléctrica de reluctancia conmutada que trabajará como motor o como generador en función de las necesidades del sistema. Como motor, consumiendo potencia activa y acelerando el volante de inercia hasta llegar a su velocidad nominal y como generador, entregando potencia para cubrir las necesidades del consumo y reduciéndose con esto la velocidad de dicho volante. De esta forma se consigue una reducción en las puntas de consumo de la instalación.

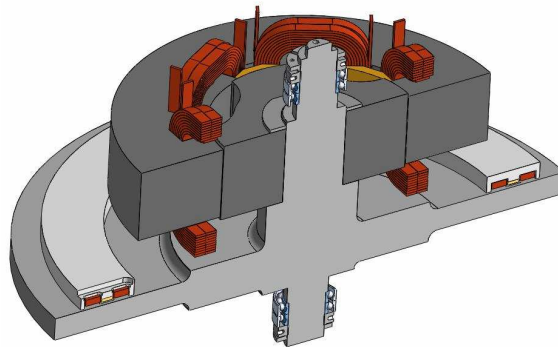


Figura 1. Almacenador cinético de energía 6MJ

En la figura 1 se muestra el dibujo en tres dimensiones del almacenador cinético OMEGA, donde se puede apreciar el volante de inercia con su sistema de levitación magnética y maquina eléctrica de reluctancia conmutada.

La capacidad de almacenamiento de energía del prototipo OMEGA se ha fijado en 6MJ y una potencia de 140kVA. Los convertidores de potencia sirven para accionar la máquina de reluctancia que mueve el volante de inercia, intercambiando potencia eléctrica con la red. Deben ser capaces de permitir ese flujo de potencia de la forma más adecuada posible, es decir, con las pérdidas mínimas en los semiconductores, tanto por conmutación como por conducción, mínimo contenido armónico en la potencia introducida en la red y siendo capaces de proporcionar a la máquina un comportamiento dinámico adecuado a las necesidades del sistema.

La aplicación real para la cual se ha concebido el prototipo OMEGA está orientada a instalaciones ferroviarias de corriente alterna, donde el consumo energético es elevado durante pequeños periodos de tiempo, siendo reducido durante el resto. Los objetivos que se quieren cubrir con este almacenador son los siguientes:

- Reducción en el dimensionado de las subestaciones destinadas a tracción ferroviaria.
- Posibilidad de recuperar la energía de frenado cedida por los trenes, para su posterior utilización.

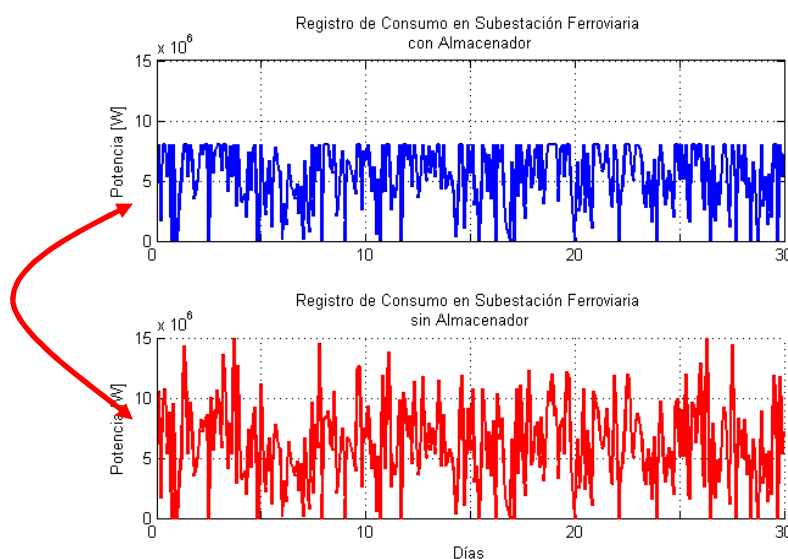


Figura 2. Registros de consumos de energía eléctrica en una subestación de tracción, con y sin el almacenador



La figura 2 muestra la estimación de consumo en una subestación de tracción ferroviaria para líneas de alta velocidad para el año 2015, con Almacenador Cinético y sin él. Se puede observar como el Almacenador limita la potencia entregada por la red a la Carga en 8 MW, de esta manera todos los picos de potencia superiores a este valor son proporcionados por el Almacenador Cinético.

En la figura 3 se muestra un esquema actual de alimentación de sistemas ferroviarios de alta velocidad en corriente alterna, denominado 2x25 kV.

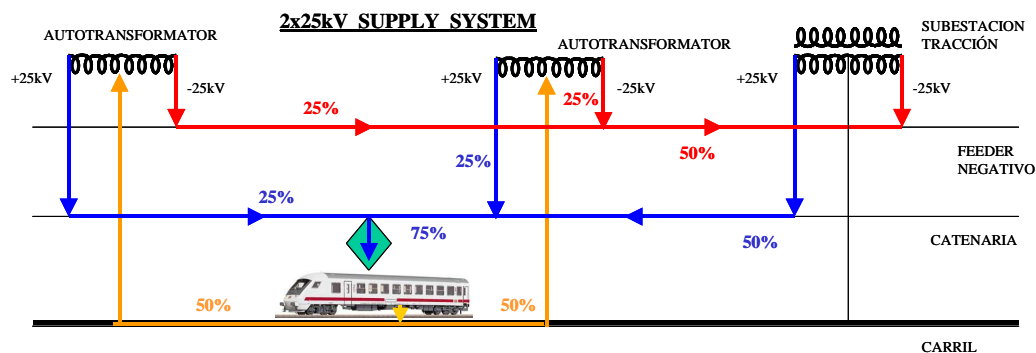


Figura 3. Esquema de conexión a catenaria actual utilizado en líneas de alta velocidad.

## 2 Almacenamiento de Energía

Desde el principio de los tiempos y de una manera más intensiva desde la era industrial, el hombre ha utilizado las reservas naturales de energía como fuente primaria de una manera irresponsable, haciendo uso de ellas como fuentes inagotables e infinitas. Actualmente se sabe que estas fuentes de energía se pueden agotar y sólo es cuestión de tiempo dar fin con ellas. Por ello el uso responsable de la energía es un objetivo prioritario en una sociedad industrializada como la nuestra. Para ello se deben actualizar los procesos industriales elevando el rendimiento total de los sistemas productivos, para ello no basta con mejorar los sistemas industriales existentes, sino que es necesario gestionar la energía de una manera eficiente.

Actualmente existe la tecnología necesaria para llevar a cabo la gestión de la energía de una manera responsable, buscando el método más adecuado. El concepto de almacenamiento juega un papel muy importante en este aspecto, puesto que bajo la filosofía del almacenamiento se busca una optimización de los procesos energéticos. De esta manera la energía sobrante de un proceso deja de ser un desecho industrial, para convertirse en energía utilizable por el hombre. Así procesos como el frenado de un vehículo cuya energía actualmente se disipa en forma de calor, en un futuro muy cercano podrá ser almacenada para posteriormente ser utilizada, o el calor residual procedente de procesos termodinámicos podrá ser almacenado y posteriormente utilizado en procesos sucesivos.

El almacenamiento de energía tiene múltiples campos de aplicación donde puede ser económica y energéticamente rentable.

El almacenamiento de la energía eléctrica y energía calorífica producida ocasionalmente en periodos de tiempo de demanda baja y de bajo coste así como la energía generada por fuentes intermitentes tales como el viento y el sol pueden ser almacenadas. para posteriormente ser utilizadas en periodos de alta demanda y elevado coste o cuando no hay capacidad de generación convencional disponible.

El almacenamiento de energía es un requisito previo para usar energía renovable en posiciones remotas, puesto que de esta manera se puede pensar en un sistema de generación distribuida. Así juega un papel importante para la obtención de una fuente de energía sostenible con los estándares de servicios técnicos que estamos acostumbrados a utilizar.

El almacenamiento de la energía es un requisito previo para usar energía renovable en posiciones remotas, y así garantizar la garantía de suministro. El almacenaje de la energía es una de las tecnologías más prometedoras actualmente disponibles para reducir el consumo de combustible en el sector del transporte.

En la figura 4 se muestra las principales fuentes de energía primaria, la transformación energética y los diferentes modos de almacenarla.

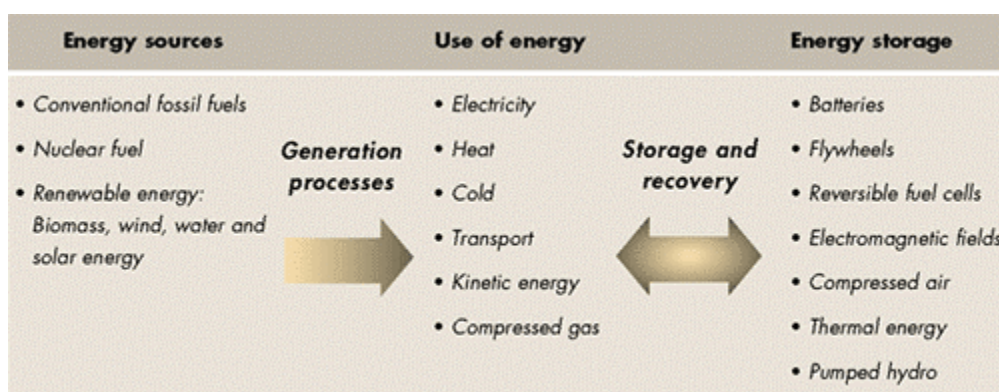


Figura 4. Esquema de generación y almacenamiento de energía..

### 3 Aplicaciones actuales de las tecnologías de almacenamiento energía

Las tecnologías actuales de almacenamiento son muy variadas y dependerá de múltiples factores, como, la energía almacenada, potencia necesaria, volumen disponible, rapidez de respuesta, etc. La decisión para utilizar un sistema de almacenamiento de energía depende de los requisitos del uso y del coste de las soluciones alternativas. Así, los sistemas de almacenamiento de energía pueden ser muy recomendables por sus características especiales para determinadas situaciones:

- Las centrales eléctricas, y los sistemas de calefacción, tienen diversas características de funcionamiento en lo que concierne a su tiempo de reacción a la demanda que cambia, sus tiempos para empezar a subir o bajar carga y sus puntos más eficientes de operación pueden dar lugar a una gestión ineficiente de la energía disponible.
- Los sistemas de almacenamiento de energía se pueden sustituir generalmente por la generación convencional. Sin embargo, esto puede conducir a un uso ineficaz de combustibles fósiles y a una inversión excesiva en generadores de alta potencia y tiempo de respuesta rápida.
- Los periodos de generación de energía por medio de fuentes renovables, sean ellos electricidad o calor, no se puede emparejar siempre con los periodos de demanda, Por lo tanto, los sistemas de almacenamiento de energía deberían ser una parte integral de cualquier sistema de energía renovable.
- El almacenamiento de energía debe requerirse por razones económicas cuando la generación por combustibles fósiles se utiliza para cubrir periodos de demanda baja pues es más barato que el uso de un generador convencional impulsado por una turbina o motor térmico.
- También, la estabilidad del sistema eléctrico y la calidad de la tensión en los nudos serán considerablemente más alta cuando se utiliza un sistema del almacenamiento de energía.
- El exceso de electricidad se puede almacenar siempre en forma de calor que es mucho mas barato, y durante mucho tiempo. Sin embargo, el valor de la energía térmica es mucho más bajo que el valor de la electricidad.
- En los sistemas térmicos solares para la calefacción es necesario también almacenar energía porque la generación del calor depende de la radiación solar que normalmente suele estar desacoplada de los periodos de demanda.

### 3.1 Tecnologías de almacenamiento de energía

Actualmente existen varios procesos para poder llevar a cabo el almacenamiento de energía de una manera eficaz. Diversas tecnologías coexisten actualmente y por sus características las hacen atractivas para diversos usos. Desde un punto de vista del usuario hay criterios técnicos y comerciales para seleccionar la tecnología más conveniente.

Sólo nos centraremos en los métodos de almacenamiento de energía que permiten obtener energía de alta calidad, como es el caso de la energía eléctrica, dejando en un segundo plano los sistemas que permiten almacenar energía de baja calidad como la energía térmica.

Los sistemas de almacenamiento de energía más destacables son:

- Bombeo hidráulico
- Aire comprimido
- Baterías
- Campos Electromagnéticos
- Células reversibles del combustible
- Supercondensador
- Volantes de inercia

El almacenamiento de energía puede mejorar la eficacia y la fiabilidad de la red eléctrica, reduciendo los requisitos de uso de reservas para poder resolver demandas de energía máxima, aumentar la eficiencia de los procesos de generación en horas de mínima demanda y permitir el mayor uso de las tecnologías intermitentes e indeterminadas como son las energías renovables.

Las tecnologías anteriormente mencionadas se pueden clasificar en función de la energía específica almacenada, es decir, de la energía por unidad de masa, en función de la potencia específica, es decir, de la energía capaz de suministrar por unidad de tiempo y por unidad de masa.

En la figura 5 se muestra un gráfico comparativo de las diferentes tecnologías descritas y donde se pueden ubicar en función de su energía específica y su potencia específica.

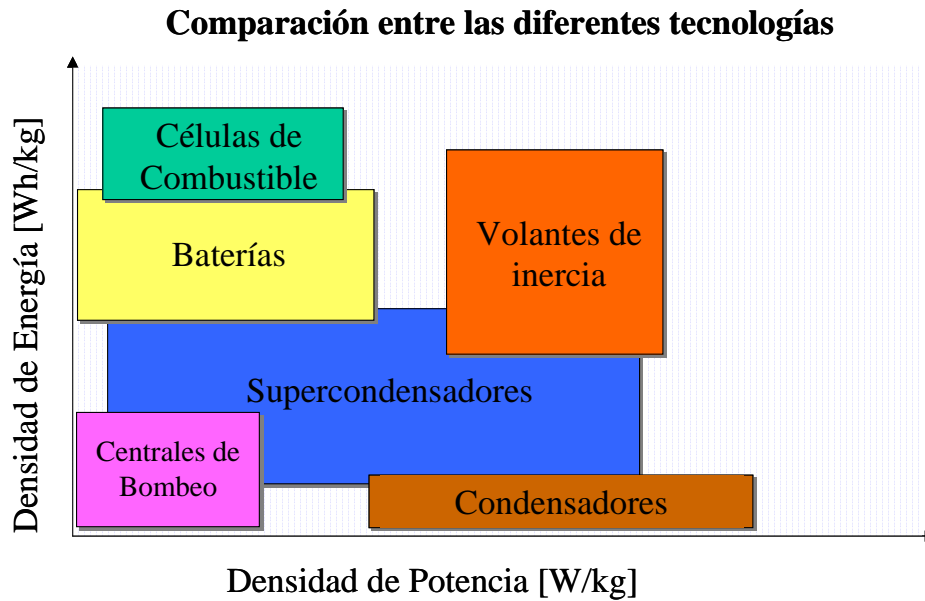


Figura 5. Esquema de las diferentes tecnologías de almacenamiento de energía.

### 3.1.1 Centrales de bombeo.

Desde la época del antiguo Egipto, la gente ha utilizado la energía de las corrientes fluviales para hacer funcionar maquinaria y para moler el grano. Sin embargo, la energía contenida en las corrientes de agua ha tenido una mayor influencia en las vidas de la gente durante el siglo veinte que en cualquier otra época en la historia. La energía hidroeléctrica ha desempeñado un papel importante en el desarrollo industrial del siglo pasado. La hidroelectricidad continúa produciendo el 24 por ciento de la electricidad del mundo y proveyendo de energía a más de mil millones personas.

#### 3.1.1.1 Cómo trabaja una central hidroeléctrica.

Las centrales hidroeléctricas convierten la energía cinética contenida en una corriente de agua en electricidad. La cantidad de energía eléctrica generada es proporcional al volumen de flujo de agua y la altura del salto de agua (la altura desde las turbinas en la central eléctrica a la superficie del agua) creada por la presa. Cuanto mayor es el flujo y la altura, más energía eléctrica será producida.

Una planta hidroeléctrica típica incluye una presa, conductos forzados, una turbina y una subestación de eléctrica. El proceso de generación eléctrica es muy sencillo. La presa almacena el agua a una cierta altura, creando así un almacenamiento de energía, los conductos forzados llevan el agua del embalse a las turbinas, el agua rota las turbinas, que a su vez mueven los generadores eléctricos produciendo así energía eléctrica. La electricidad entonces se transmite a una subestación donde los transformadores aumentan tensión para permitir el transporte a los hogares, negocios y fábricas.

En la figura 6 se muestra el esquema típico de una central hidroeléctrica.

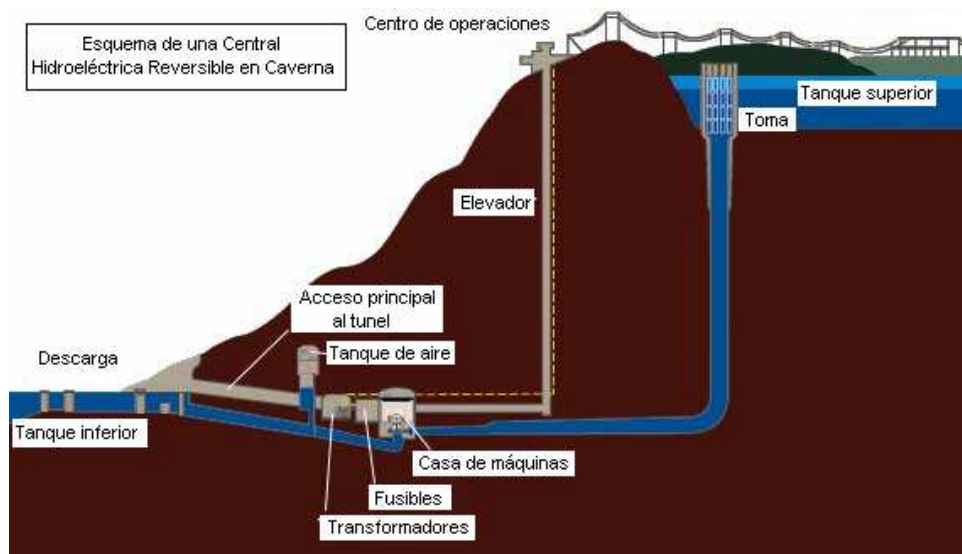


Figura 6. Esquema típico de una central hidráulica de bombeo.

Los sistemas de almacenamiento de energía basados en centrales de bombeo de agua, son los primeros sistemas que se utilizaron a gran escala para almacenar energía. Estos sistemas permiten almacenar grandes cantidades de energía y operar con potencias elevadas con un rendimiento relativamente alto (75%). Es un método sencillo, se trata de generar electricidad con energía hidroeléctrica, durante las horas de consumo máximo en la red usando el agua que se ha bombeado en un embalse elevado durante las horas de consumo bajo.

### **3.2 Almacenamiento por aire comprimido.**

El almacenamiento de energía en aire comprimido “Compressed Air Energy Storage” (CAES) es un método que utiliza electricidad de bajo costo durante noches y fines de semana para comprimir aire y cuando la demanda de la electricidad es alta, el aire se saca de las cavernas y se utiliza para generar la electricidad. El aire se bombea en grandes cavernas subterráneas, tales como minas abandonadas, hasta 150 Atmósferas (la presión del aire a nivel del mar es 1 Atmósfera). El aire extraído de las cavernas es calentado por gas natural en una cámara de combustión y después pasa a través de turbinas de alta presión y de baja presión para accionar un generador, que genera electricidad. En este proceso se consume gas natural para elevar la energía disponible, pero se utiliza menos que el utilizado para generar electricidad durante horas de demanda máxima por medio de centrales de gas convencionales. Las fuentes de energía renovable se podrían utilizar para bombear el aire a los compartimentos de alta presión, haciendo este sistema más ecológico. En la figura 7 se muestra un esquema tipo para una central de almacenamiento de energía por aire comprimido.



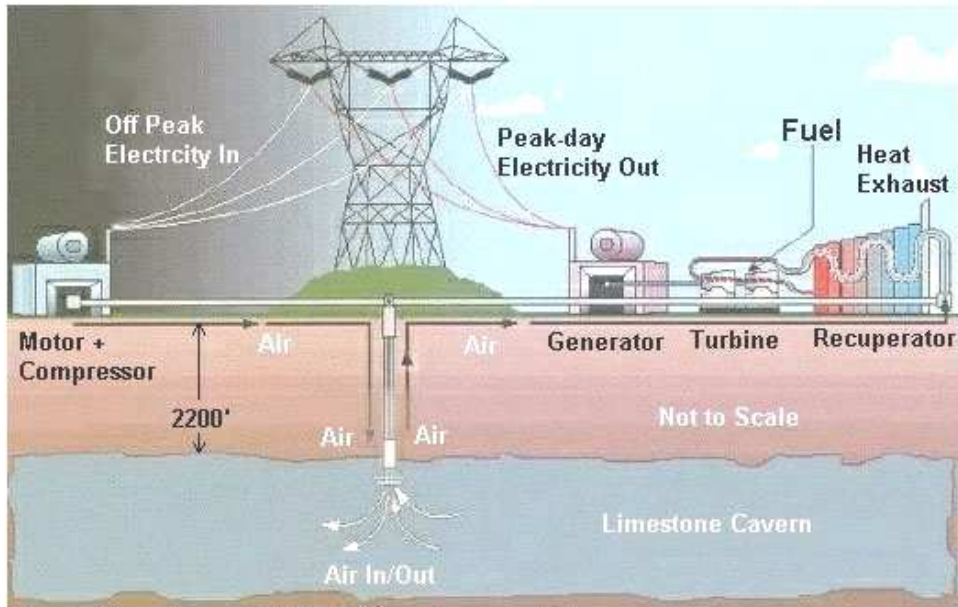


Figura 7. Esquema típico de una central de gas con almacenamiento de aire comprimido.

### 3.3 Baterías.

Las baterías o los acumuladores recargables son la más vieja forma de almacenamiento de la electricidad usada extensamente. Las baterías almacenan energía eléctrica en una forma química. Su funcionamiento se liga de una manera compleja a los materiales usados, a los procesos de fabricación y a las condiciones de funcionamiento. Por lo tanto, el progreso en tecnología de la batería es lento y la transferencia de los resultados del laboratorio en usos comerciales es a veces aventurada. Las baterías de níquel-metal-hidruro de litio (NiMH) son las únicas nuevas tecnologías de la batería que han alcanzado la penetración en el mercado de manera significativa en la década pasada. Las baterías pueden responder a los cambios en demanda de la energía dentro de microsegundos. Solamente los supercondensadores igualan tal tiempo de reacción. Las baterías tienen pérdidas en espera muy bajas y pueden generalmente tener alto rendimiento energético, dependiendo del uso y de los detalles de la operación. La mayoría de las baterías contienen los materiales tóxicos, por lo tanto el impacto ecológico de la disposición

incontrolada de baterías debe ser siempre considerado. Otro aspecto importante a tener en cuenta es su limitada potencia de salida, la cual limita su utilización para aplicaciones en donde la demanda de potencia es pequeña, del orden de decenas de vatios.

### 3.4 Almacenamiento en campos electromagnéticos.

En un sistema magnético de almacenamiento de energía de Superconductividad (SMES), la energía se almacena dentro de un imán que sea capaz de lanzar megavatios de energía dentro de una fracción de un ciclo para sustituir una pérdida repentina de energía en la línea.

La manera de trabajar es muy sencilla. En modo espera la corriente circula continuamente por la bobina superconductora para mantener el campo magnético activo, a través del interruptor normalmente cerrado del regulador de tensión y de la fuente de alimentación. La fuente de alimentación proporciona una carga pequeña para sustituir la energía perdida en las piezas no superconductoras del circuito. Cuando se detecta un hueco de tensión, el regulador dirige energía activa y reactiva del inversor a la carga, en el plazo de dos milisegundos. Esta transferencia sistemática de la energía del imán a la carga mantiene al sistema en un punto de funcionamiento óptimo.

En la figura 7 se muestra un esquema tipo para un sistema de almacenamiento de energía en campos magnéticos.

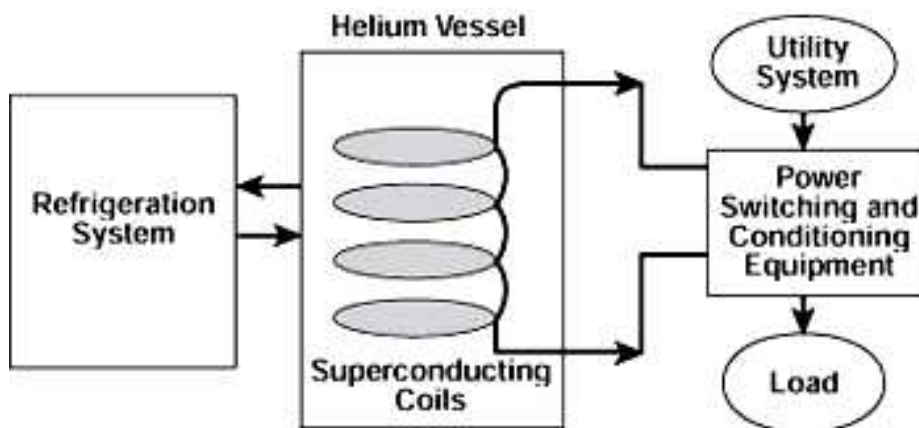


Figura 7. Esquema típico de un sistema de almacenamiento de energía en campos magnéticos.

Las recargas de los SMES se realiza en plazos de tiempo muy cortos del orden de minutos, lo que permite tener el sistema operativo en un breve periodo de tiempo, pudiendo repetir millares de veces la secuencia de carga/descarga sin ninguna degradación del imán. El tiempo de la recarga se puede acelerar para resolver requisitos específicos, dependiendo de la capacidad del sistema.

Los sistemas de los SMES utilizan el helio líquido para guardar la bobina de niobium-titanio en 4.2K, la temperatura requerida para que su material llegue a ser superconductor. Así en estado superconductor, el material conductor que compone el imán no tiene prácticamente ninguna resistencia eléctrica, esto permite a la bobina llevar corrientes grandes con pérdidas muy pequeñas por períodos de tiempo largos.

Aunque tecnológicamente parece una buena solución, en la actualidad parece una línea de trabajo prácticamente abandonada para aplicaciones industriales.

### 3.5 Almacenamiento en células de combustible

Las células de combustible se basan en una tecnología compleja. Combinan el hidrógeno de un tanque de almacenamiento y el oxígeno del aire para obtener agua y una corriente eléctrica de un proceso electroquímico. La reacción electroquímica en sí mismo es reversible. La capacidad de la energía de las células del combustible es determinada por el tamaño de los tanques de almacenamiento, por los materiales activos, y la energía por área de los electrodos y del diseño del reactor. Las pérdidas en espera son bajas porque los materiales activos se mantienen físicamente separados. Son sistemas que usan el agua como materia prima para obtener hidrógeno y oxígeno de una manera ecológica. Su rendimiento energético es más alto que los de las células reversibles de combustible, pero aún tienen un rendimiento energético menor que la mayoría de las baterías convencionales.

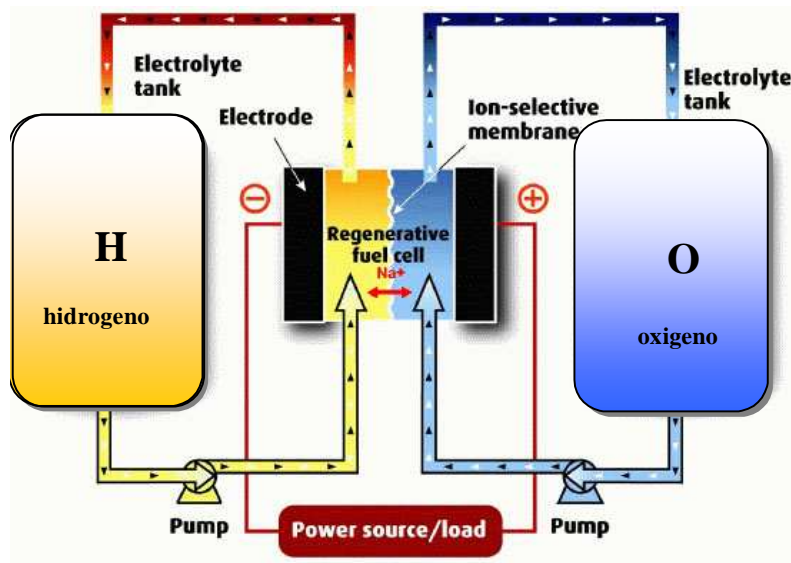


Figura 8. Esquema típico de una célula de combustible

### 3.6 Almacenamiento en supercondensadores

Los ultracondensadores son dispositivos de almacenamiento de energía que utilizan electrolitos y se configuran en módulos para resolver los requerimientos de energía, potencia, y de tensión para una amplia gama de usos. El método por el cual los supercondensadores almacenan energía es electroestático. Actualmente, los supercondensadores son más costosos (por unidad de la energía) que las baterías.

Los supercondensadores son similares a los condensadores, en el que la energía está almacenada electrostáticamente entre dos electrodos separados por un electrolito. Estos pueden soportar centenares de miles de ciclos de carga/descarga sin degradarse, proporcionando descargas rápidas de energía.

Un supercondensador, también conocido como condensador de doble-capa, polariza una solución electrolítica para almacenar energía de forma electroestática. Aunque es un dispositivo electroquímico, no se implica ninguna reacción química en su mecanismo de almacenamiento de energía. Este mecanismo es altamente reversible, y permite que el supercondensador sea cargado y descargado centenares de miles de veces.

Un supercondensador se puede ver como dos placas porosas no reactivas, o colectores, suspendidos dentro de un electrolito, con una diferencia de potencial aplicado a través de los electrodos. En una célula individual del supercondensador, el potencial aplicado en el electrodo positivo atrae los iones negativos en el electrolito, mientras que el potencial en el electrodo negativo atrae los iones positivos. Un separador dieléctrico entre los dos electrodos evita que la carga se mueva entre ellos.

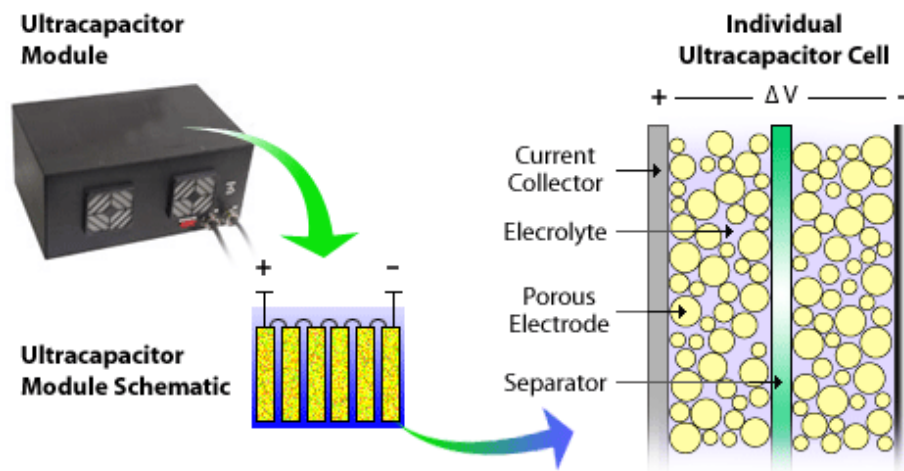


Figura 8. Esquema típico de un sistema supercondensador.

Una vez que se carga el supercondensador y se almacena la energía, una carga eléctrica puede utilizar esta energía. La cantidad de energía almacenada es muy grande comparada a un condensador estándar debido al enorme área superficial creada por los electrodos porosos y la pequeña separación entre electrodos (10 ángstrom) creada por el separador dieléctrico. Puesto que los índices de la carga y de descarga son determinados solamente por sus características físicas, el supercondensador puede lanzar energía mucho más rápidamente (potencia) que una batería que depende de reacciones químicas lentas.

Son muchos los usos en los que los supercondensadores pueden ser utilizados, Se pueden utilizar para proporcionar pulsos cortos de energía o como ayuda en sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS). Los supercondensador pueden ser dispositivos para proporcionar un suplemento de energía primaria durante la aceleración y ascensión de rampas, así como para

la recuperación de la energía de frenado en sistemas de transporte. Usar un supercondensador conjuntamente con una batería combina el funcionamiento de la energía del anterior con la mayor capacidad de almacenamiento de la energía del último. Puede ampliar la vida de una batería, reduciendo los costes del reemplazo y de mantenimiento.

El uso de supercondensadores para almacenar la energía procedente de un frenado regenerativo puede mejorar enormemente la eficacia del combustible. Así los supercondensadores pueden capturar y almacenar cantidades grandes de energía eléctrica (generada frenando) y devolverlas rápidamente para la aceleración.

### **3.7 Almacenamiento en volante de inercia**

Un volante de inercia, también conocido como batería mecánica, simplemente es una masa que rota sobre un eje. El tipo de energía almacenada en un volante de inercia mecánicamente es energía cinética. La energía es proporcionada al volante de inercia por un motor eléctrico acoplado al mismo eje, mediante el cual el volante eleva su velocidad hasta su valor nominal (proceso de carga). La devolución de la energía se realiza haciendo funcionar a la máquina eléctrica como generador y en este proceso el volante de inercia reduce su velocidad hasta un valor mínimo de diseño (proceso de descarga). Las ruedas volantes son uno de los más antiguos y más comunes legados mecánicos. Se perfilan como componente importante en los vehículos y las necesidades energéticas futuras. Los volantes de inercia son una de las tecnologías más prometedoras para sustituir las baterías ácidas de plomo convencionales como sistemas de almacenamiento de energía para una variedad de usos, incluyendo los automóviles, sistemas rurales económicos de electrificación y unidades de energía independientes, usadas comúnmente en la industria de las telecomunicaciones.

Los avances recientes en las características mecánicas de compuestos han reencendido el interés por el uso de la inercia de un cilindro que gira para almacenar energía.

Además de la densidad de energía, los sistemas de almacenamiento de energía mediante volante de inercia “flywheel energy storage” (FES) también ofrecen varias ventajas importantes sobre el resto de métodos de almacenamiento de energía. La velocidad con la cual la energía se puede intercambiar (potencia) esta limitada solamente por el motor eléctrico acoplado al volante de inercia. Por lo tanto, es posible intercambiar grandes cantidades de energía en un periodo de tiempo más corto que con las baterías químicas tradicionales. Por supuesto también es posible cargar rápidamente las baterías mecánicas (FES) lo cual las podría hacer deseables para el uso en los coches eléctricos donde el tiempo de la carga podría ser cuestión de minutos.

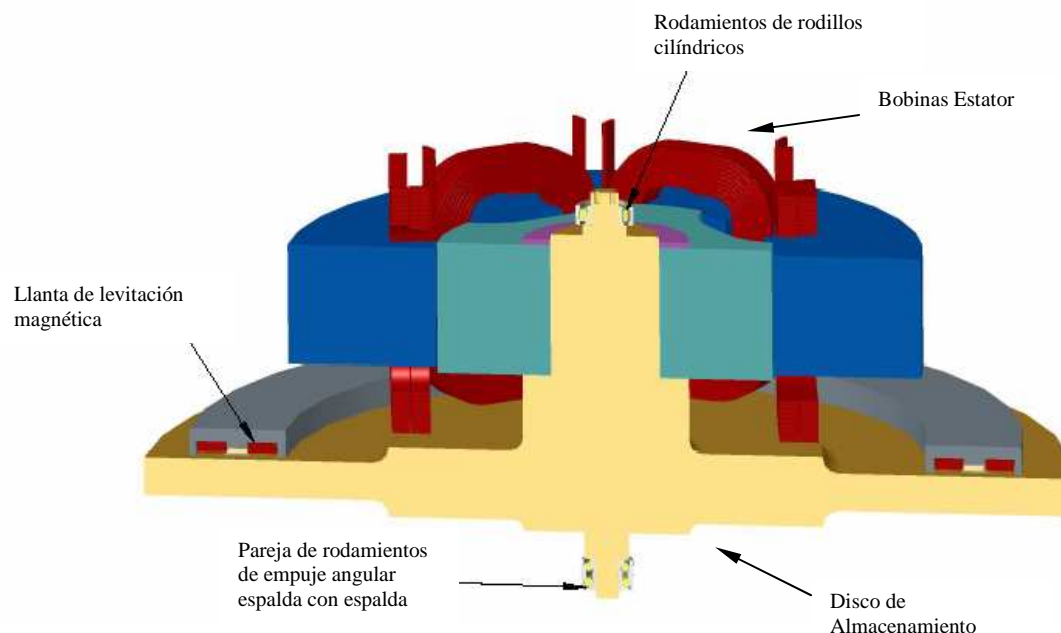


Figura 9. Esquema típico de un volante de inercia junto con su máquina eléctrica motriz y sistema de suspensión.

## 4 Elementos de un almacenador cinético.

Los almacenadores cinéticos modernos constan de tres elementos básicos: El primero de ellos es el disco de inercia donde se almacena la energía al imprimirle a este una velocidad determinada; el segundo de los elementos es la máquina motriz, la cual debe ser capaz de imprimir velocidad al disco cargando el almacenador y también debe ser capaz de sustraer del disco la energía almacenada, para ello es necesario una máquina que sea reversible, es decir, que pueda actuar como motor o como generador, dependiendo si se quiere ceder o absorber energía del disco de inercia; y por último la unidad de control de potencia que controla la máquina, formada por un convertidor electrónico de potencia y un sistema de control.

### 4.1 Volante de inercia.

El volante de inercia es el elemento en donde la energía queda almacenada al imprimirle a este una velocidad. La energía cinética almacenada en una masa que está girando depende de su momento de inercia ( $I$ ) y del cuadrado de la velocidad angular del disco ( $\omega$ ). La energía almacenada es la suma de la energía cinética de los elementos totales individuales que abarcan la masa que gira.

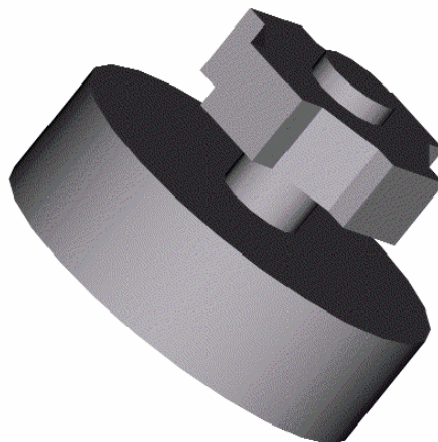


Figura 10. Esquema típico de un volante de inercia.



De esta manera la energía cinética almacenada de una masa que esta girando es;

$$E_{cinetica} = \frac{1}{2} I \omega^2 \quad [1]$$

El momento de inercia ( $I$ ) depende del radio del elemento que gira ( $r$ ), de la masa ( $m$ ), y de una constante que depende de la forma que tiene el objeto que gira y del eje de rotación.

$$I = Kmr^2 \quad [2]$$

De esta manera existen diferentes constantes para los distintos sólidos que giran entorno a un eje determinado.

#### 4.2 Momento de inercia de una distribución continua de masa

De la misma manera que la masa de un cuerpo le confiere inercia, que es la resistencia que el cuerpo opone al cambio de su momento lineal, cuando sobre una partícula aplicamos distintas fuerzas y mediamos las aceleraciones que éstas le producen, se puede observar que existe una constante de proporcionalidad entre ambas magnitudes, la cual se denomina masa Inerte de la partícula, el momento de inercia da a un sólido una resistencia al cambio de su momento angular, se puede decir que es una inercia a la rotación, cuando un sólido gira en torno a un eje fijo la constante de proporcionalidad entre los distintos momentos de las fuerzas aplicadas y aceleraciones angulares que le producen, es, en este caso, el Momento de Inercia del sólido respecto del eje de giro.

El Momento de Inercia para una distribución continua de masa queda definido como:

$$I = \int_V R^2 dm \quad [3]$$

La ecuación de dimensiones del momento de inercia es  $[I]=ML^2$ , con lo que en el S.I. se medirá en  $kg \cdot m^2$ .

Se puede observar que el momento de inercia depende únicamente del eje respecto del cual gira, de la masa del sólido y de sus parámetros geométricos.

#### 4.2.1 Momento de inercia de un cilindro

El momento de inercia de un cilindro de masa  $M$ , radio  $R$  y longitud  $L$  respecto de su eje.

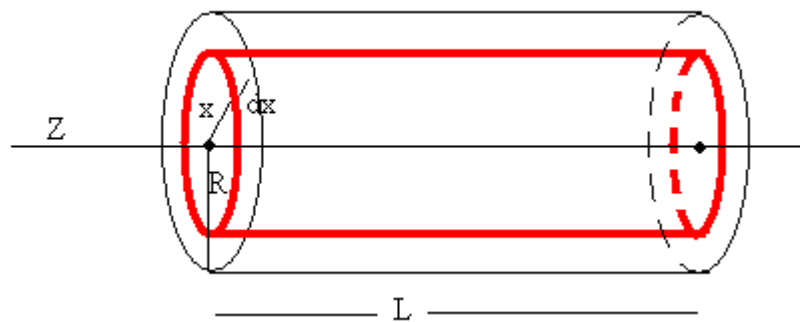


Figura 11. Geometría de un cilindro

En determinados casos en los que el sólido es homogéneo, para resolver la integral de volumen se recurre al concepto de densidad:  $\rho = \frac{dm}{dV}$  de esta manera el momento de inercia del cilindro macizo respecto de su eje de simetría  $Z$  se puede calcular considerando el volumen limitado entre dos cilindros de radios  $r$  y  $r + dr$ . De esta manera su masa es :

$$dm = 2\pi \cdot r L \rho dr \quad [4]$$

Por encontrarse distribuida la masa simétricamente respecto del eje  $Z$ , su momento de inercia será:

$$dI = r^2 dm$$

$$dI = 2\pi L \rho r^3 dr$$

$$I = \int_0^R 2\pi L \rho r^3 dr = 2\pi L \rho \int_0^R r^3 dr = 2\pi L \rho \frac{R^4}{4}$$

Como la masa total del cilindro es:

$$M = \pi R^2 L \rho \quad [5]$$

El momento de inercia de un cilindro macizo será:

$$I = \frac{1}{2}MR^2 \quad [6]$$

A continuación se enumeran las diferentes constantes que relacionan el momento de inercia con su masa y el radio respecto a su eje de simetría.

Anillo;  $k = 1$

Cilindro;  $k_{el} = \frac{1}{2}$

Esfera sólida;  $k = 2/5$

Cáscara esférica;  $k = 2/3$

Barra rectangular fina;  $k_{el} = 1/2$

#### 4.3 Optimización del volante de inercia

Para optimizar el cociente de la energía-masa, el volante de inercia necesita girar a la velocidad máxima posible. Esto es así porque la energía cinética aumenta solamente linealmente con la masa pero va como el cuadrado de la velocidad angular.

En el caso de tener un almacenador compuesto por un disco de acero, como ocurre en nuestro caso tendremos que la energía almacenada dependerá, del radio del disco, de la longitud de este, de su masa y de su velocidad angular máxima.

De la ecuación de la energía cinética almacenada en una masa que gira con una velocidad angular, se obtiene.

$$E_{cinetica} = \frac{1}{2}I_c\omega^2$$

El momento de inercia para un cilindro como se calculo en el punto anterior es.

$$I = \frac{1}{2}MR^2$$

La masa del disco para una densidad  $\rho$  es.

$$M = \rho\pi LR^2$$

De esta manera el momento de inercia de un cilindro en función de su radio y longitud es:

$$I_c = \frac{1}{2} \rho \pi L R^4$$

$$I_c = K L R^4 \quad [7]$$

Donde K es una constante en la que se incluye el valor de la densidad, que será constante en el caso de que el disco este construido de un material homogéneo. Para un disco construido en acero tendremos que su densidad promedio es  $7800 \text{ kg / m}^3$ .

$$\rho_{\text{acero}} = 7800 [\text{kg / m}^3]$$

$$K_{\text{acero}} = \frac{1}{2} \pi \rho_{\text{acero}}$$

$$K_{\text{acero}} = \frac{1}{2} \cdot 3,14159 \cdot 7800 = 12252,21 [\text{kg / m}^3]$$

Para otros materiales la tabla 1, muestra las densidades, esfuerzo máximo soportado y esfuerzos máximos específicos, para diferentes materiales metálicos y materiales compuestos.

Elemento	Densidad [ $\text{kg/m}^3$ ]	Tension [ $\text{MN/m}^2$ ]	Tension específica [ $\text{MNm/kg}$ ]
Acero (AISI 4340)	7800	1800	0,22
Aleación (AlMnMg)	2700	600	0,22
Titanio (TiAl6Zr5)	4500	1200	0,27
GFRP (E-Cristal De 60 Vol%)	2000	1600	0,80
Cfrp (60 Carbón Del Vol% HT)	1500	2400	1,60

Tabla 1. Densidades y tensiones para diferentes materiales.

Para determinar cual es la relación que debe existir entre el radio y la longitud del cilindro se deben tener en cuenta una serie de consideraciones que sirven para definir la relación óptima entre estas dos magnitudes.

- Para una energía de almacenamiento dada como parámetro de diseño, el producto  $I\omega^2$  debe permanecer constante para cualquier configuración adoptada.
- Se debe reducir al máximo la superficie del cilindro que compone el sistema de almacenamiento ya que está en contacto con el aire, para reducir las pérdidas aerodinámicas.
- Se debe limitar la velocidad lineal que aparece en el borde del disco para no sobrepasar los esfuerzos máximos, limitados por la resistencia mecánica del material utilizado. Estos esfuerzos son originados por las fuerzas centrífugas que aparecen en un elemento que gira y dependen del radio del cilindro y de su velocidad.
- También se deben tener en cuenta el incremento de pérdidas generado por un elemento que viaja a velocidades supersónicas, para limitar la velocidad de rotación y así evitar que el borde del disco supere en un número de veces la velocidad del sonido.
- Se deben tener en cuenta los valores mínimos de radio y longitud del cilindro, que garanticen que la pieza construida es suficientemente robusta para poder trabajar bajo condiciones nominales.

Para el análisis y búsqueda del óptimo que relaciona el radio del cilindro con su longitud, se debe comenzar por un supuesto en el que el momento de inercia se una constante de diseño ya establecida. De esta manera la pregunta que hay que responder es. ¿Cuál es la relación correcta entre el radio del disco y su longitud?.

#### **4.3.1 Tensiones en un disco macizo giratorio.**

Para calcular el estado tensional que se crea en un disco de radio  $R$  cuando gira con velocidad angular  $\omega$  se considera un elemento diferencial de espesor unidad en coordenadas polares. Sean  $\sigma_r$   $\sigma_\theta$  las tensiones radiales y circunferenciales, así como  $df_c$  la fuerza centrífuga que actúa sobre el

elemento, como consecuencia de la rotación. Evidentemente, la tensión tangencial  $\tau_{\rho\theta}$  se anula por razones de simetría

Para contestar esta pregunta se parte de la ecuación que relaciona el momento de inercia con la longitud y su radio.

La expresión de la fuerza centrífuga sobre el elemento es

$$df_c = \delta \rho d\theta d\rho \omega^2 \rho = \delta \rho^2 \omega^2 d\theta d\rho$$

siendo  $\delta$  la densidad del material del disco.

Planteando el equilibrio y proyectando en dirección radial:

$$2\sigma_\theta \cdot d\rho \sin \frac{d\theta}{2} + \sigma_\rho \cdot \rho d\theta - (\sigma_\rho + d\sigma_\rho)(\rho + d\rho)d\theta = \delta \rho^2 \omega^2 d\theta d\rho$$

Simplificando y tomando límites se llega a

$$\sigma_\theta - \sigma_\rho - \rho \frac{d\sigma_\rho}{d\rho} = \delta \rho^2 \omega^2$$

Si  $(u, v)$  son las componentes del corrimiento, la deformación unitaria radial está dada por

$$\varepsilon_\rho = \frac{du}{d\rho} = \frac{1}{E}(\sigma_\rho - \mu\sigma_\theta)$$

siendo  $\mu$  el coeficiente de Poisson comprendido entre los valores de 0,25 y 0,33.

Por otra parte la deformación circunferencial unitaria es

$$\varepsilon_\theta = \frac{u}{\rho} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial v}{\partial \theta} = \frac{u}{\rho} = \frac{1}{E}(\sigma_\theta - \mu\sigma_\rho)$$

ya que por simetría  $\frac{\partial v}{\partial \theta} = 0$

De aquí se tiene

$$u = \frac{1}{E}(\sigma_\theta - \mu\sigma_\rho)\rho$$

Derivando respecto de  $\rho$

$$\frac{du}{d\rho} = \frac{1}{E}(\sigma_\theta - \mu\sigma_\rho) + \frac{\rho}{E} \left( \frac{d\sigma_\theta}{d\rho} - \mu \frac{d\sigma_\rho}{d\rho} \right)$$

Igualando las expresiones  $\frac{du}{d\rho}$

$$\frac{du}{d\rho} = \frac{1}{E}(\sigma_\theta - \mu\sigma_\rho) + \frac{\rho}{E} \left( \frac{d\sigma_\theta}{d\rho} - \mu \frac{d\sigma_\rho}{d\rho} \right) = \frac{1}{E}(\sigma_\rho - \mu\sigma_\theta)$$

$$(\sigma_\theta - \sigma_\rho)(1 + \mu) + \rho \left( \frac{d\sigma_\theta}{d\rho} - \mu \frac{d\sigma_\rho}{d\rho} \right) = 0$$

Sustituyendo  $(\sigma_\theta - \sigma_\rho)$  se tiene:

$$\left( \rho \frac{d\sigma_\theta}{d\rho} + \delta\rho^2\omega^2 \right)(1 + \mu) + \rho \left( \frac{d\sigma_\theta}{d\rho} - \mu \frac{d\sigma_\rho}{d\rho} \right) = 0$$

$$\rho \frac{d\sigma_\theta}{d\rho} + \delta\rho^2\omega^2 + \mu\rho \frac{d\sigma_\theta}{d\rho} + \mu\delta\rho^2\omega^2 + \rho \frac{d\sigma_\theta}{d\rho} - \mu\rho \frac{d\sigma_\rho}{d\rho} = 0$$

$$\frac{d\sigma_\rho}{d\rho} + \frac{d\sigma_\theta}{d\rho} = -\delta\rho\omega^2(1 + \mu)$$

Integrando:

$$\sigma_\rho + \sigma_\theta = -\frac{\delta\omega^2(1 + \mu)}{2}\rho^2 + 2A$$

Siendo  $2A$  una constante de integración.

Restando las ecuaciones, se obtiene:

$$2\sigma_\rho + \rho \frac{d\sigma_\rho}{d\rho} = -\frac{\delta\omega^2(3 + \mu)}{2}\rho^2 + 2A$$

Como el primer miembro de esta ecuación se puede poner en la forma:

$$2\sigma_\rho + \rho \frac{d\sigma_\rho}{d\rho} = \frac{1}{\rho} \frac{d}{d\rho} (\rho^2 \sigma_\rho)$$

se obtiene:

$$\frac{d}{d\rho} (\rho^2 \sigma_\rho) = \rho \left[ -\frac{\delta\omega^2(3 + \mu)}{2}\rho^2 + 2A \right]$$

e integrando

$$\rho^2 \sigma_\rho = -\frac{\delta\omega^2(3 + \mu)}{8}\rho^4 + A\rho^2 - B$$

siendo  $B$  otra constante de integración.

Despejando  $\sigma_\rho$  se obtiene la expresión de la tensión radial.

$$\sigma_\rho = A - \frac{B}{\rho^2} - (3 + \mu) \frac{\delta\omega^2}{8} \rho^2$$

La tensión circunferencial  $\sigma_\theta$  se obtiene:

$$\sigma_\theta = -\sigma_\rho - \frac{\delta\omega^2(1 + \mu)}{2}\rho^2 + 2A = A + \frac{B}{\rho^2} - (1 + 3\mu) \frac{\delta\omega^2}{8} \rho^2$$

$$\sigma_{\theta} = A + \frac{B}{\rho^2} - (1 + 3\mu) \frac{\delta\omega^2}{8} \rho^2$$

Si el disco considerado es macizo las tensiones son finitas para  $\rho=0$ , lo que exige la nulidad de la constante B de integración. La otra constante se determina imponiendo la condición de contorno.

$$(\sigma_{\rho})_{\rho=R} = 0 \Rightarrow A = (3 + \mu) \frac{\delta\omega^2}{8} R^2$$

Por lo tanto, la solución de tensiones del disco que gira es:

$$\begin{cases} \sigma_{\rho} = \frac{(3 + \mu)\delta\omega^2}{8} (R^2 - \rho^2) \\ \sigma_{\theta} = \frac{\delta\omega^2}{8} ((3 + \mu)R^2 - (1 + 3\mu)\rho^2) \end{cases} \quad [8]$$

Los valores máximos de las tensiones, que en todos los puntos son de tracción, se presentan en los puntos del eje de giro y ambos valores son iguales.

$$\sigma_{\rho}^{\max} = \sigma_{\theta}^{\max} = \frac{(3 + \mu)\delta\omega^2 R^2}{8}$$

El valor de la tensión circunferencial en el borde del disco es:

$$(\sigma_{\theta})_{\rho=R} = \frac{\delta\omega^2}{4} (1 - \mu) R^2$$

La figura 12 y 13 muestra la distribución de las tensiones circunferencial y radial en función del radio del disco para una velocidad angular cualesquiera.

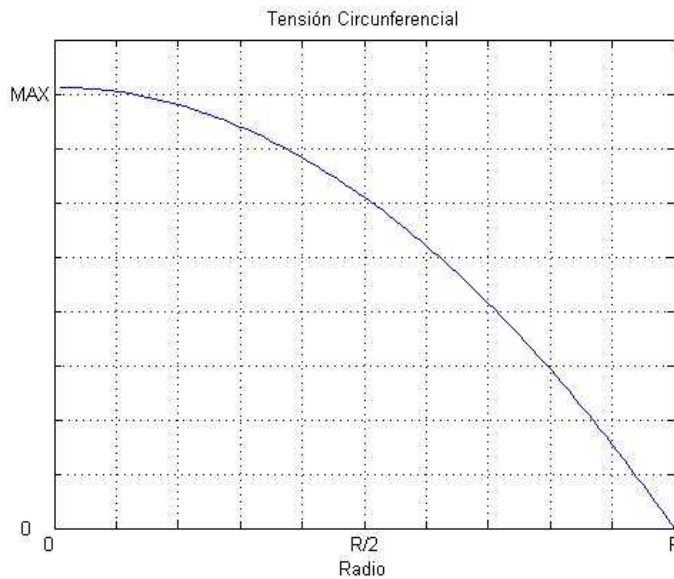


Figura 12. Tensión Circunferencial en un cilindro función de su radio para cualquier velocidad



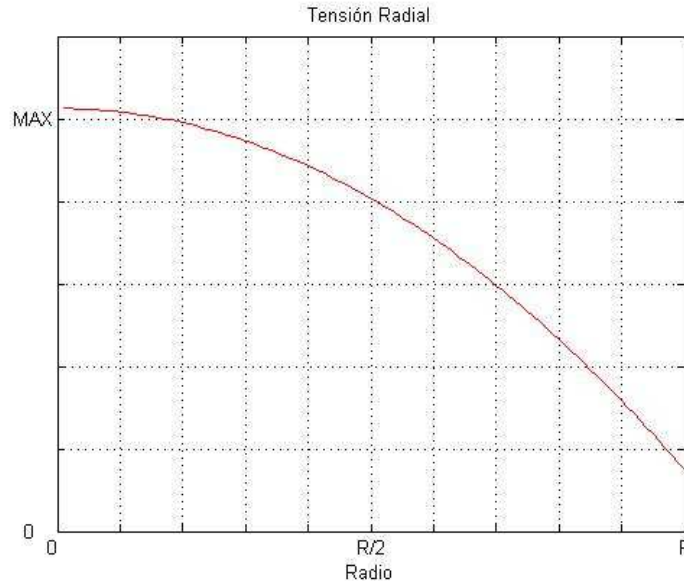


Figura 13. Tensión Radial en un cilindro función de su radio para cualquier velocidad

#### 4.3.2 Calculo del volante de inercia para diferentes materiales

Teniendo en cuenta parámetros como la masa, volumen, superficie exterior, momento de inercia y tensión máxima del material, se busca la relación que debe existir entre el radio y la longitud del disco para cada material, para que el volante de inercia pueda operar de una manera segura bajo las condiciones nominales de funcionamiento exigidas.

En un almacenador cinético como ya se dijo anteriormente la energía almacenada es:

$$E_{cinetica} = \frac{1}{2} I_c \omega^2$$

Para una energía determinada el producto  $I_c \omega^2$  debe ser constante, esto dará infinidad de configuraciones en el volante de inercia, pudiendo combinar la longitud L y el radio R de manera ilimitada, obteniendo así, volantes de inercia de radio muy pequeño pero de longitud excesiva, o viceversa, volantes de radio muy grande y longitudes muy pequeñas. De todas las combinaciones posibles solamente algunas de ellas serán las óptimas. Para saber cual es la forma del

volante de inercia más interesante para esta aplicación, debemos comenzar por los parámetros geométricos y físicos que definen el disco.

#### **4.3.2.1 Momento de inercia**

El momento de Inercia se define de la siguiente manera.

$$I_c = K_I LR^4$$

donde

$$K_I = \frac{1}{2} \pi \delta$$

para los diferentes materiales en estudio tendremos;

Elemento	Densidad [ kg/m <sup>3</sup> ]	K <sub>I</sub> [kg/m <sup>3</sup> ]
Acero (AISI 4340)	7800	12252
Aleación (AlMnMg)	2700	4241
Titanio (TiAl6Zr5)	4500	7068
GFRP (E-Cristal De 60 Vol%)	2000	3142
Cfrp (60 Carbón Del Vol% HT)	1500	2356

Tabla 2. Densidades y constantes de Inercia para diferentes materiales.

#### **4.3.2.2 Superficie del volante.**

Las pérdidas aerodinámicas son principalmente función del área de contacto del cilindro con el fluido donde se encuentra sumergido. En este caso el fluido es el aire.

El área de contacto del cilindro con el elemento fluido es:

$$A_c = 2\pi R^2 + 2\pi RL \quad [9]$$

#### **4.3.2.3 Volumen del volante**

El volumen ocupado por el cilindro en función del radio y de la longitud de este es:

$$V_c = \pi LR^2 \quad [10]$$

**4.3.2.4 Masa del volante**

La masa del volante de inercia se puede expresar de la siguiente manera:

$$M_c = \delta V_c = \delta \pi L R^2 \quad [11]$$

**4.3.2.5 Resistencia mecánica máxima**

La tensión mecánica máxima para un disco se produce en su eje de giro y su expresión es:

$$\sigma^{\max} = \frac{(3 + \mu) \delta \omega^2 R^2}{8} \quad [12]$$

**4.3.2.6 Relación longitud-radio para un volante de inercia.**

Teniendo en cuenta las expresiones anteriores, para la energía almacenada, el momento de inercia para un cilindro y la tensión máxima producida en el eje de giro de un disco sometido a una velocidad angular, se puede obtener la relación que existe entre la longitud del cilindro y su radio.

$$\begin{cases} E_{\text{cinetica}} = \frac{1}{2} I_c \omega^2 \\ I_c = \frac{1}{2} \pi \delta L R^4 = K_I L R^4 \\ \sigma^{\max} = \frac{(3 + \mu) \delta \omega^2 R^2}{8} \end{cases} \quad [13]$$

La velocidad angular del disco se puede expresar en función de la tensión mecánica máxima y de su radio de giro.

$$\omega^2 = \frac{8 \sigma^{\max}}{(3 + \mu) \delta R^2} \quad [14]$$

La energía cinética almacenada por un volante de inercia se puede expresar en función de su longitud, su radio y la tensión mecánica máxima soportable por el material del que esté compuesto el volante.

La energía mecánica se puede expresar de la siguiente manera.

$$E_{\text{cinetica}} = \frac{1}{2} I_c \omega^2 = \frac{1}{4} \pi \delta L R^4 \omega^2 = \frac{1}{4} \pi \delta L R^4 \frac{8 \sigma^{\max}}{(3 + \mu) \delta R^2} = \frac{2 \pi \sigma^{\max}}{(3 + \mu)} L R^2 \quad [15]$$

Si se toma el coeficiente de Poisson constante y de valor 0.25, la expresión de la energía cinética queda de la siguiente manera:

$$E_{cinetica} = \frac{8}{13} \pi \sigma^{\max} L R^2 \quad [16]$$

De esta manera la relación que existe entre el radio y la longitud es:

$$L = \frac{13 \cdot E_{cinetica}}{8 \cdot \pi \sigma^{\max} R^2} \quad [17]$$

En la gráfica 14 se muestra las relaciones que existen entre las longitudes  $L$  del cilindro con el radio  $R$ , para los diferentes materiales.

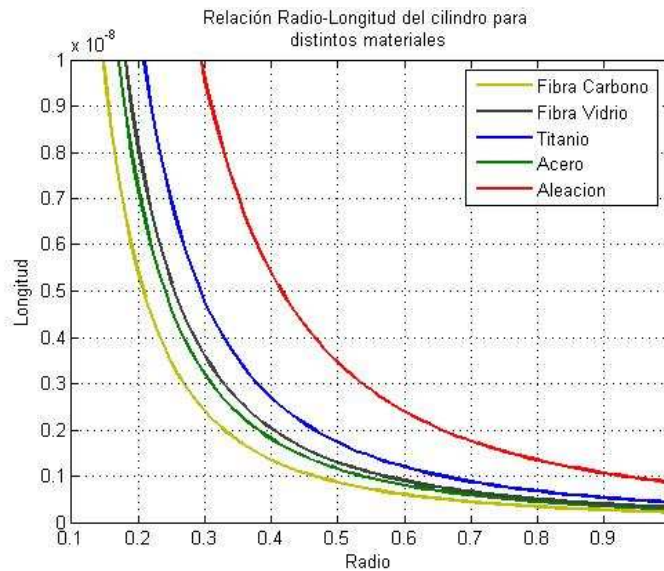


Figura 14. Relación Radio-Longitud para distintos elementos para una unidad de energía y para la tensión máxima soportada por cada material.

Se puede observar que para almacenar la misma cantidad de energía, en este caso 1J, y para un mismo radio del cilindro, la longitud de este varía según el material que se elija. En materiales con una alta resistencia mecánica, la longitud es menor que en el resto, puesto que para almacenar la misma cantidad de energía el momento de inercia disminuye pero la velocidad angular aumenta.

En la figura 15 se muestra el valor del momento de inercia en función del radio del disco para una longitud unidad y para los diferentes materiales que se enuncian en la tabla 1.

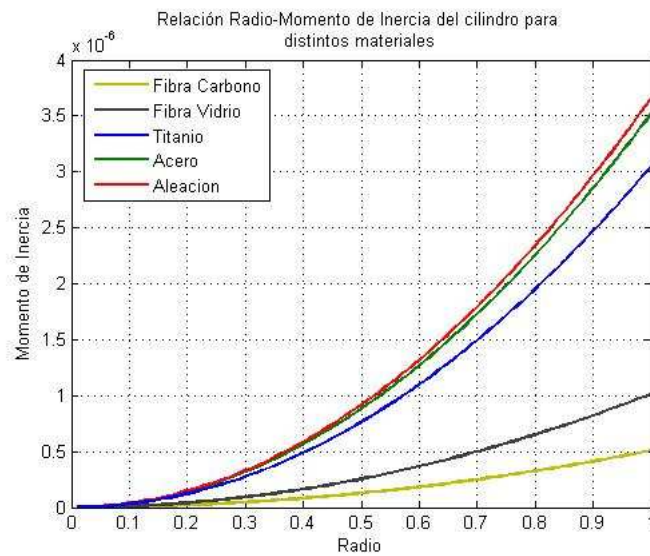


Figura 15. Relación Radio-Momento de inercia para distintos elementos para una longitud unidad.

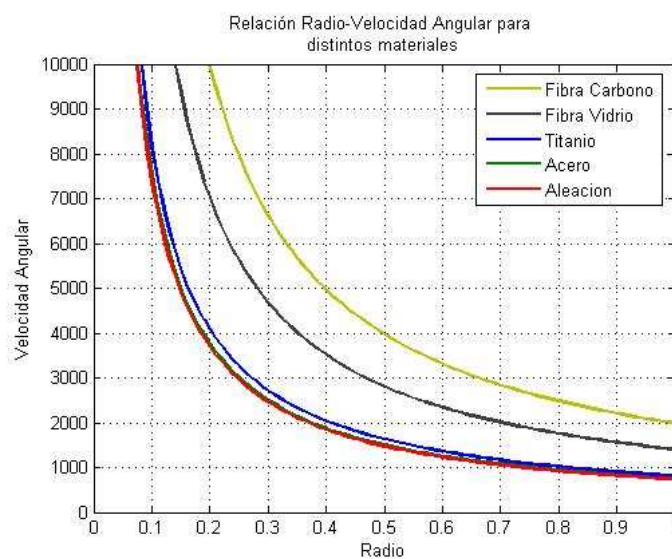


Figura 17. Velocidad máxima de giro en función del material utilizado.

En la figura 17 Se muestra el valor del momento de inercia en función del radio del disco para una longitud unidad y para los diferentes material que se enuncian en la tabla 1.

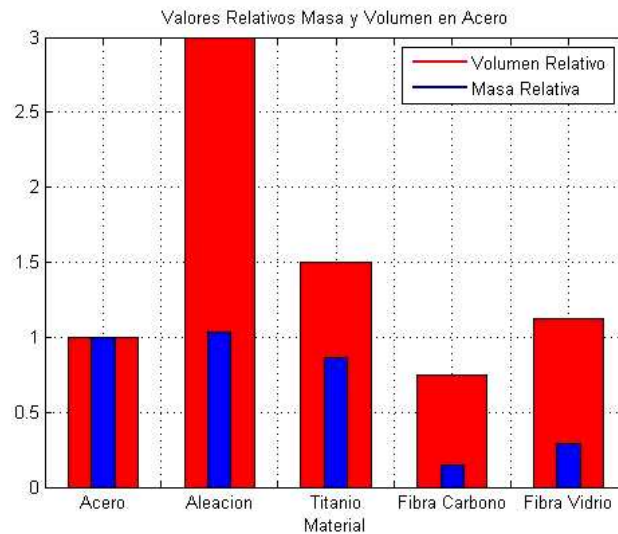


Figura 18. Comparación masa-volumen para diferentes tipos de material.

Mediante el proceso de calculo anterior el volumen y en consecuencia la Masa permanecen constantes para cualquier radio, para un mismo material. La grafica 18 muestra el valor de la masa y del volumen de manera relativa frente a los valores obtenidos para el acero que se toman como valor de referencia. Así se puede ver que solo los volantes de inercia fabricados en fibra de Carbono ocupan menos espacio y son mas ligeros que los discos de acero, pero por el contrario deben girar a un mayor número de revoluciones por minuto y el material es sensiblemente más caro y difícil de mecanizar.

De esta manera se pueden diferenciar dos tipos fundamentales de almacenadores cinéticos.

- Almacenadores rápidos: Estos almacenadores giran a muy altas revoluciones y tienen momentos de inercia muy bajos. Su masa y volumen son reducidos lo que los hace apropiados para aplicaciones donde el espacio disponible para el elemento almacenador es reducido y el peso esta limitado. Este tipo de almacenador es apropiado para vehículos donde el almacenador esta incorporado en su interior, como por ejemplo en vehículos aeroespaciales o vehículos híbridos para transporte terrestre.
- Almacenadores lentos: Estos almacenadores giran a velocidades angulares inferiores que los rápidos, su momento

de inercia es elevado, y en consecuencia su masa y volumen también lo son es apropiado para instalaciones donde el espacio no es un inconveniente, como en instalaciones estacionarias.

Para ver de una manera más clara lo expuesto en los puntos anteriores se diseña un volante de inercia en sus dos versiones, rápida y lenta.

La energía de almacenamiento para la que se quiere diseñar el volante de inercia es de 200MJ. Los materiales seleccionados son acero para el almacenador lento y fibra de carbono para el almacenador rápido. Se eligen dos radios de diseño 0.2 y 0,8 metros.

Tabla resumen para un almacenador de 200MJ

Almacenador Lento 200 [MJ]			Almacenador Rápido 200 [MJ]		
Radio	0.2 [m]	0.8 [m]	Radio	0.2 [m]	0.8 [m]
Longitud	1.43 [m]	0.0898 [m]	Longitud	1.0776 [m]	0.0674 [m]
Inercia	28.1 [kg·m <sup>2</sup> ]	450.6 [kg·m <sup>2</sup> ]	Inercia	4.1 [kg·m <sup>2</sup> ]	64.9 [kg·m <sup>2</sup> ]
Velocidad	3762 [rad/s]	940.5 [rad/s]	Velocidad	9923 [rad/s]	2481 [rad/s]
Peso	1404 [kg]	1404 [kg]	Peso	203.2 [kg]	203.2 [kg]
Volumen	0.18 [m <sup>3</sup> ]	0.18 [m <sup>3</sup> ]	Volumen	0.13 [m <sup>3</sup> ]	0.13 [m <sup>3</sup> ]

Tabla 3. Cuadro resumen para los diferentes tipos de almacenador para sus diferentes configuraciones.

Como conclusión a este punto se puede observar en la tabla 4 como el peso en un almacenador lento es muy superior al rápido para una misma energía almacenada y un mismo radio y por el contrario en los almacenadores rápidos el material utilizado permite elevar las velocidades de giro del orden de 3 veces para una configuración similar.

## 5 Máquina motriz.

La elección de la máquina motriz debe atender a una serie de requerimientos, como ser capaz de actuar como motor para imprimir velocidad al disco de inercia y así permitir el almacenamiento de energía, pero también es necesario que la máquina sea capaz de frenar el disco para poder recuperar la energía almacenada en él, es decir, debe ser capaz de actuar como generador. Para ello es necesario una máquina reversible. Las máquinas eléctricas rotativas son reversibles, son capaces de convertir la energía eléctrica en energía mecánica y viceversa. Máquinas eléctricas hay de muchos tipos, dependiendo del tipo de corriente que las alimenta, pueden ser de corriente continua o de corriente alterna, dentro de las de corriente alterna, se pueden distinguir dos grandes grupos, las máquinas síncronas en las cuales el rotor gira en sincronismo con el campo generado por el estator, y las máquinas asíncronas o de inducción en donde el rotor gira con un cierto deslizamiento respecto al campo magnético generado por el estator. Además tanto las máquinas síncronas como las asíncronas pueden estar alimentadas por dos fuentes de alimentación o por una, dando lugar a otras tantas configuraciones posibles.

La máquina eléctrica seleccionada para esta aplicación debe cumplir con una serie de requerimientos:

1. Debe ser capaz de desarrollar un par muy alto por unidad de masa empleada para su construcción. De esta manera se garantiza que el proceso de aceleración del disco para recargar la batería mecánica se haga en el menor tiempo posible.
2. Debe ser una máquina sencilla de controlar, en donde el control de la velocidad y potencia se haga de una forma robusta. De esta manera se eliminan bucles de control que pueden convertir el proceso de control en un laberinto de difícil solución.
3. La máquina debe ser de una constitución sencilla en donde preferiblemente solo se necesite una fuente de alimentación para su funcionamiento. Así se eliminan problemas de mantenimiento



relacionados con la alimentación de partes móviles por medio de escobillas.

4. La máquina debe ser capaz de alcanzar velocidades elevadas de una manera sencilla y eficaz.
5. La máquina eléctrica seleccionada debe tener un alto rendimiento para un rango alto de velocidades. El elevado rendimiento se debe conseguir eliminando o reduciendo las pérdidas características de cualquier máquina eléctrica, como pueden ser las pérdidas en el hierro y las pérdidas por efecto Joule. Es preferible que el rotor no esté bobinado y que en su interior no aparezcan corrientes inducidas.

Atendiendo a todas las características anteriormente mencionadas la máquina seleccionada para esta aplicación que mejor se aproxima a este perfil es la MÁQUINA DE RELUCTANCIA CONMUTADA.

### 5.1 Conversión de energía en sistemas magnéticos. Introducción.

Una máquina de reluctancia conmutada es un dispositivo que utiliza el campo magnético como enlace entre las partes eléctricas y mecánicas. Como introducción sirva la teoría de movimiento de translación en electroimanes.

Un electroimán es un sistema que utiliza el campo magnético como medio de enlace en la conversión de la energía eléctrica en mecánica.

Un electroimán básico está formado por un núcleo magnético fijo, otro móvil y un devanado de excitación de  $N$  espiras arrolladas sobre una armadura fija. Si suponemos que la armadura móvil solo tiene un grado de libertad. Cuando circula corriente por la bobina de excitación, se establece un flujo magnético en el núcleo que provoca una fuerza de atracción sobre la armadura móvil, lo que reduce el entrehierro central, con la siguiente disminución en la reluctancia del circuito magnético y la variación subsiguiente en la energía magnética almacenada.

Según el principio de conservación de la energía la ecuación que rige el sistema es:

$$dW_e = dW_m + dW_{mec} + dW_p \quad [18]$$

Donde:

$dW_e$  : cambio de la energía eléctrica absorbida de la red.

$dW_m$  : cambio de la energía magnética almacenada en el sistema.

$dW_{mec}$  : cambio en la energía mecánica producida por el movimiento de la armadura móvi.

$dW_p$  : cambio en la energía de pérdidas.

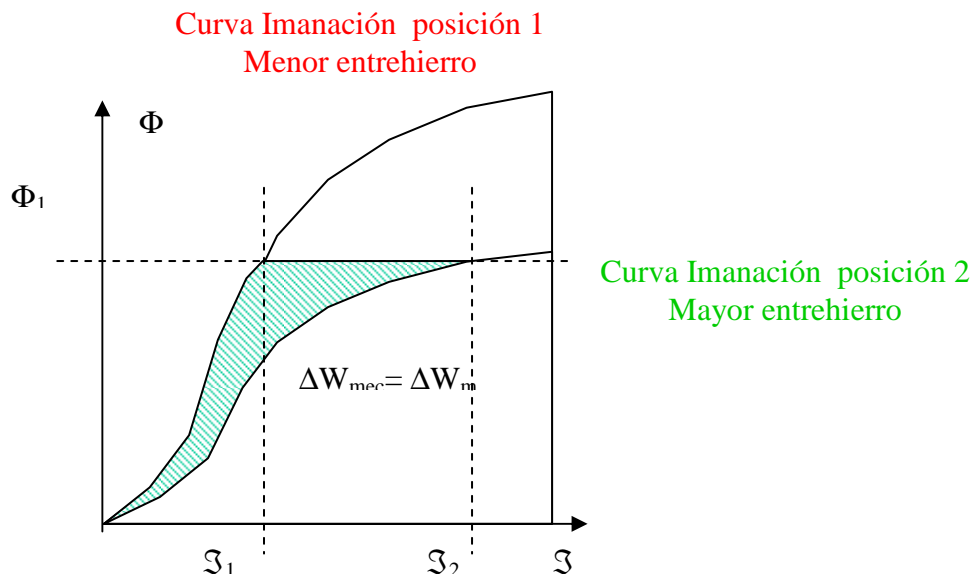


Figura 19. Incremento de energía en sistemas magnéticos en función del entrehierro. Flujo constante

El principio de conservación de la energía es aplicable a cualquier sistema que sea capaz de producir trabajo o no. En un sistema eléctrico-mecánico la transformación de energía se realiza de energía eléctrica a energía mecánica en caso de actuar como motor o por el contrario la transferencia de energía se realiza de mecánica a eléctrica actuando como un generador.

Si la energía de pérdidas asociada al sistema, como las causadas por efecto Joule en la bobina, las causadas en el hierro del núcleo ferromagnético:

histéresis y corrientes de Foucault, y las pérdidas mecánicas de rozamiento de la armadura móvil, se desprecian, la ecuación resultante es:

$$dW_e = dW_m + dW_{mec} \quad [19]$$

Para todo sistema magnético la ley de Hopkinson indica:

$$\Phi = \frac{\mathfrak{L}}{\mathfrak{R}} \quad \mathfrak{L} = \Phi \bullet \mathfrak{R} \quad [19]$$

Si se considera un flujo constante, dependiendo de la posición de la armadura móvil respecto a la armadura fija se obtendrá una fuerza magnetomotriz f.m.m. diferente esto es así porque al variar el entrehierro variara la reluctancia, cuanto menor sea el entrehierro, menor reluctancia y, viceversa. Es evidente que existe una curva de imanación para cada una de las posiciones de la armadura móvil, o de otro modo que la curva de imanación depende del entrehierro.

Observando en la ecuación anterior que si  $\Phi$  es constante, a menor reluctancia corresponde menor f.m.m.. De otra manera, si se considera una f.m.m. constante el flujo es tanto mayor cuanto menor es la reluctancia del circuito magnético (menor entrehierro) La energía magnética almacenada en un cualquier sistema magnético será el área que existe bajo esa curva

Dependiendo de cómo se realice el movimiento de las piezas móviles, en la ingeniería existen de dos formas prácticas de interés: a flujo constante y a corriente constante.

## 5.2 Movimiento a flujo constante

Esta situación se logra ajustando la corriente durante el movimiento, o considerando que la translación del núcleo es suficientemente rápida como para que no le dé tiempo a cambiar el flujo durante la transición. En este caso la energía eléctrica absorbida de la red será cero.

$$dW_e = v \cdot i \cdot dt = N \frac{d\Phi}{dt} \cdot i dt = N \cdot i d\Phi \quad [20]$$

Al no existir variación de flujo durante el movimiento la energía eléctrica absorbida de la red será nula, Por consiguiente el trabajo mecánico se realiza a expensas de la reducción en la energía magnética almacenada.

$$0 = dW_m + dW_{mec}$$

$$dW_{mec} = -dW_m$$

Su el flujo permanece constante en la transición de la armadura móvil, el nuevo estado de equilibrio corresponderá con una curva de emanación diferente donde el entrehierro será menor, de este modo se produce una reducción de la energía magnética almacenada durante la translación y que será igual al trabajo mecánico realizado. Si la fuerza es de atracción se designa por  $f$ , el trabajo mecánico producido valdrá  $f \cdot dx$ , por lo que la expresión de la fuerza en función de la energía magnética almacenada será:

$$f = \left( \frac{\partial W_m}{\partial x} \right)_{\Phi = \text{constante}} \quad [21]$$

En la ecuación anterior la derivada parcial indica que al depender de la energía magnética almacenada del espesor del entrehierro y de otras variables, la derivación debe hacerse respecto a  $x$ , considerando constante el flujo. De acuerdo con todo esto la fuerza mecánica sobre la armadura móvil tiende a reducir la energía almacenada en el circuito magnético y como quiera que ésta se reduce cuando disminuye el entrehierro, el sentido de la fuerza que se ejerce sobre la armadura móvil es siempre de atracción.

Si las curvas de imanación son líneas rectas, cosa que ocurre en la práctica cuando los entrehierros son grandes, entonces la expresión de la energía almacenada será:

$$W_m = \frac{1}{2} \Re \Phi^2 \quad [22]$$

Por lo que dará lugar a la fuerza:

$$f = -\frac{1}{2} \Phi^2 \frac{d\Re}{dx} \quad [23]$$

De acuerdo con esta expresión, la fuerza sobre la armadura móvil tendrá el sentido de reducir la reluctancia del circuito magnético. No habrá fuerza en otras direcciones en las que el movimiento no produzca cambio en la reluctancia del sistema.

### 5.3 Movimiento a corriente constante.

Esta situación se produce en la práctica si el movimiento de la armadura móvil es suficientemente lento. Si se parte de una posición inicial definida por la f.m.m. y el flujo  $\Phi$ , el nuevo estado de equilibrio se mantiene la corriente constante o lo que es lo mismo si es constante la f.m.m. corresponderá al punto para el cual el flujo  $\Phi$  tiene otro valor. De esta manera al existir un cambio en el flujo del sistema, existirá un cambio en la energía eléctrica de entrada a la bobina durante la transición.

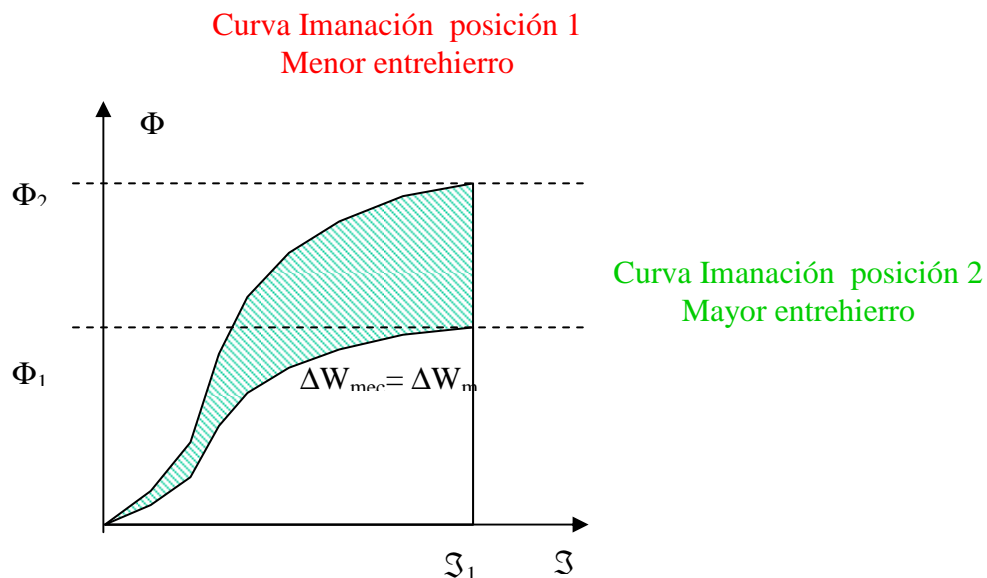


Figura 20. Incremento de energía en sistemas magnéticos en función del entrehierro. Corriente constante

Para poder determinar el sentido geométrico de la energía mecánica desarrollada en esta situación es conveniente emplear el concepto de coenergía, según el principio de conservación de la energía tendremos la siguiente expresión:

$$dW_e = dW_m + dW_{mec} = N \cdot i \cdot d\Phi = \mathcal{F} \cdot d\Phi \quad [24]$$

Donde el último término representa el cambio en la energía eléctrica de entrada. Además se cumple que:

$$W_m + W_{mec} = \mathcal{F} \cdot \Phi \quad [25]$$

Donde  $W'_m$  representa la coenergía magnética. Al diferenciar la ecuación anterior resultará:

$$dW_m + dW'_m = \mathfrak{I} \cdot d\Phi + d\mathfrak{I} \cdot \Phi \quad [26]$$

$$(\mathfrak{I} \cdot d\Phi + d\mathfrak{I} \cdot \Phi - dW'_m) + dW_{mec} = \mathfrak{I} \cdot d\Phi \quad [27]$$

Todo esto indica que el trabajo mecánico se realiza a expensas del aumento en la coenergía magnética almacenada. La variación de la coenergía es el área rayada indicada en la figura 20.

$$dW_{mec} = dW'_m$$

Como quiera que el trabajo anterior es igual a  $f \cdot dx$ , resultará una expresión para la fuerza:

$$f = \left( \frac{\partial W'_m}{\partial x} \right)_{i=\text{constante}} \quad [28]$$

Si se considera el sistema lineal, la coenergía vendrá expresada por:

$$W'_m = \frac{1}{2} \frac{\mathfrak{I}^2}{\mathfrak{R}} \quad [29]$$

Resultando una expresión para la fuerza:

$$f = \frac{1}{2} \mathfrak{I}^2 \frac{d}{dx} \left( \frac{1}{\mathfrak{R}} \right) \quad [30]$$

Donde  $(1/\mathfrak{R})$  expresa la denominada permeancia del circuito magnético, análogo a la conductancia de los circuitos eléctricos. A veces es más interesante expresar la ecuación anterior en función de la inductancia del circuito.

$$f = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dx} \quad [31]$$

Esta ecuación es más útil desde el punto de vista de la teoría de circuitos y significa que la fuerza tiende a incrementar el valor de la inductancia  $L$ , expresión conocida como ley de Picou.

#### 5.4 Sistemas magnéticos de rotación. Introducción a máquinas de reluctancia variable.

El sistema representado en la figura 21 muestra los elementos básicos de una máquina de reluctancia. La parte fija se denomina estator y la parte móvil recibe el nombre de rotor.

Sobre el estator está arrollada una bobina de N espiras conectada a una red de tensión, En la figura 21 se representan los distintos ejes magnéticos tanto del estator como los del rotor formando un ángulo  $\theta$  entre ellos. En este sistema aparecerán fuerzas que generaran un movimiento giratorio en el rotor. Si se considera que el movimiento de rotación se realiza a flujo constante, según lo visto en el punto anterior, el principio de conservación de la energía, dará como resultado que la energía necesaria para producir el giro procede de la almacenada en el campo magnética del sistema:

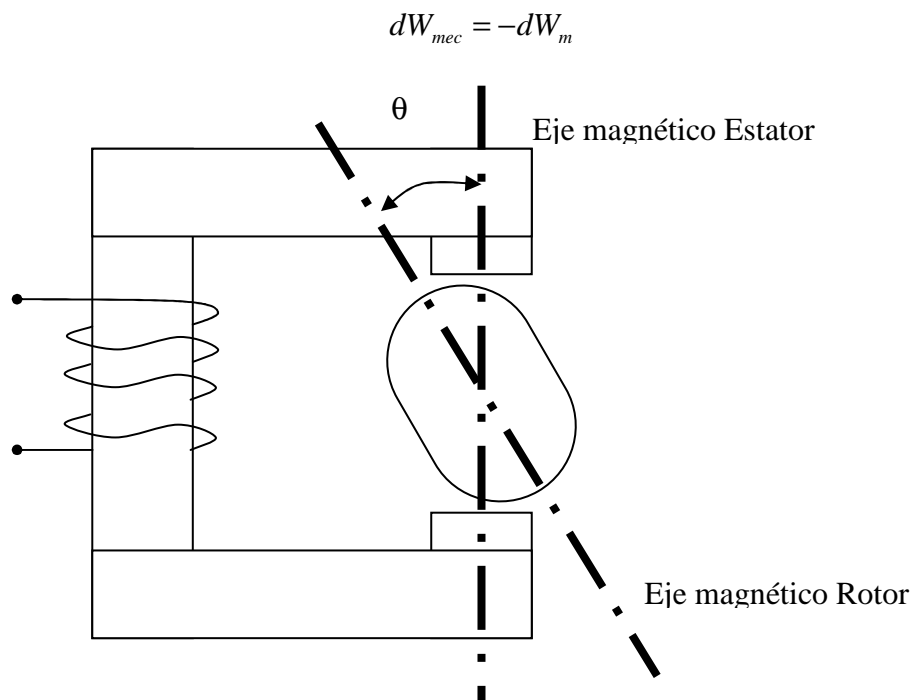


Figura 21. Elementos básicos de una máquina de reluctancia.

La energía mecánica necesaria para crear al movimiento de rotación es función del par T desarrollado por el rotor y el ángulo girado por éste.

De donde se deduce el valor del par:

$$T = \left( \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \right)_{\Phi = \text{constante}} \quad [32]$$

Que es la ecuación aplicada a los sistemas de rotación. Si el sistema se considera lineal, lo cual equivale a suponer que la única reluctancia existente es la del entrehierro, entonces se cumple:

$$W_m = \frac{1}{2} \Re \Phi^2 \quad [33]$$

Para el par:

$$T = -\frac{1}{2} \Phi^2 \frac{d\Re}{d\theta} \quad [34]$$

Esto indica que el par actúa en el sentido de reducir la reluctancia entre el estator y el rotor, que en términos prácticos significa que el par tiende a alinear el eje magnético del rotor con el del estator. De forma similar sucede en los movimientos de translación producidos a corriente constante (f.m.m. constante):

$$T = \frac{1}{2} \Im^2 \frac{d}{dx} \left( \frac{1}{\Re} \right) =$$
$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad [35]$$

Donde en las ecuaciones anteriores se representa la permeancia del circuito magnético ( $1/\Re$ ) y la inductancia de la bobina  $L$ .

Es sencillo demostrar que tanto la reluctancia como la permeancia y la inductancia es función doble del ángulo  $\theta$  que forman el estator con el rotor. Desde el punto de vista de la teoría de circuitos resulta más útil trabajar con parámetros de inductancia que con valores de reluctancias o permeancia por lo que será más practica emplear la última expresión del par, en función de la inductancia y de la corriente que circula por la bobina.

De acuerdo con la definición de inductancia, su valor será máximo cuando el rotor esté alineado con el eje del estator (denominado eje directo), ya que corresponde a una posición de máximo flujo en el entrehierro o mínima reluctancia del mismo, denominado  $L_d$  a este valor se tendrá:

$$L(\theta = 0) = L(\theta = \pi) = L_d \quad [36]$$



análogamente la inductancia será mínima cuando el rotor forme  $90^\circ$  (eje cuadratura) con el eje del estator. Denominado  $L_q$  a este valor se tendrá:

$$L(\theta = \pi/2) = L(\theta = 3\pi/2) = L_q \quad [37]$$

Luego  $L$  varia con  $\theta$  de forma senoidal entre los valores de  $L_d$  y  $L_q$ :

$$L(\theta) = L_1 + L_2 \cos(2\theta) \quad [38]$$

Se debe cumplir que:

$$L(\theta = 0) = L_1 + L_2 \cos(2\theta) = L_d \quad [39]$$

$$L(\theta = \pi/2) = L_1 + L_2 \cos(2\theta) = L_q$$

Lo que permite identificar a  $L_1$  y a  $L_2$  en función de las inductancias  $L_d$  y  $L_q$ :

$$L_1 = \frac{L_d + L_q}{2} \quad L_2 = \frac{L_d - L_q}{2} \quad [40]$$

La expresión del par resultará:

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{d}{d\theta} (L_1 + L_2 \cos(2\theta)) \quad [41]$$

Considerando  $L_1$  y  $L_2$  constantes con el ángulo:

$$T = -i^2 \cdot L_2 \sin(2\theta) = -i^2 \cdot \frac{L_d - L_q}{2} \sin(2\theta) \quad [42]$$

Esto conduce a que si  $L_d = L_q$  no se puede desarrollar par, esto es lo que ocurre en las máquinas de rotor cilíndrico y liso y por consiguiente el entrehierro es uniforme. Cuando el rotor es asimétrico y la bobina está alimentada por una corriente continua, aparece un par bidireccional que sólo depende de la posición relativa del rotor respecto del estator. Es decir, si la corriente es constante, el par que se ejerce sobre el rotor no es unidireccional y está orientado en sentido contrario al que el rotor tiende a moverse. Es por ello que el rotor permanecerá estacionario en posición de mínima reluctancia.

Si ahora el rotor es arrastrado por un accionamiento a una velocidad  $\omega_m$ , entonces la posición del rotor será:

$$\theta = \omega_m t - \delta \quad [43]$$

donde  $\delta$  representa la posición del rotor en  $t=0$ . Si en esta situación se alimenta el estator con una corriente senoidal:

$$i = I_m \cos(\omega t) \quad [44]$$

el par producido será:

$$T = -i^2 \cdot L_2 \sin(2\theta) = -I_m^2 \cdot L_2 \cdot \cos^2(\omega t) \cdot \sin 2(\omega_m t - \delta) \quad [45]$$

Sabiendo que:

$$\cos^2(\omega t) = \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} \quad [46]$$

El par resultará:

$$T = -I_m^2 \cdot L_2 \cdot \cos^2(\omega t) \cdot \sin 2(\omega t - \delta) = -\frac{1}{2} I_m^2 \cdot L_2 \cdot (1 + \cos 2(\omega t)) \cdot \sin 2(\omega_m t - \delta) \quad [47]$$

finalmente resulta:

$$T = -\frac{1}{2} I_m^2 \cdot L_2 \cdot \left\{ \sin 2(\omega_m t - \delta) + \frac{1}{2} \sin 2((\omega_m - \omega)t - \delta) + \frac{1}{2} \sin 2((\omega_m + \omega)t - \delta) \right\} \quad [48]$$

Se puede observar que en caso de que la velocidad del rotor  $\omega_m \neq \omega$  el par medio es nulo. Sin embargo si el rotor gira en sincronismo  $\omega_m = \omega$  el par medio es:

$$T = \frac{1}{t} \int_0^t T dt = \frac{1}{4} I_m^2 \cdot L_2 + \frac{1}{2} \sin 2\delta \quad [49]$$

Se producirá un par medio de rotación, para los dos sentidos de giro.

Donde se cumplirá:

- $0 < \delta < \frac{\pi}{2} \Rightarrow T > 0$  Modo Motor.
- $0 > \delta > -\frac{\pi}{2} \Rightarrow T < 0$  Modo Generador.

## 6 Sistema de almacenamiento cinético de energía con máquina de reluctancia conmutada.

El diseño de la máquina de reluctancia se ha realizado considerando el rotor de la misma como parte del volante de inercia.

La figura 21 presenta una sección de la máquina y plano acotado que contiene: estator, rotor y volante de inercia.

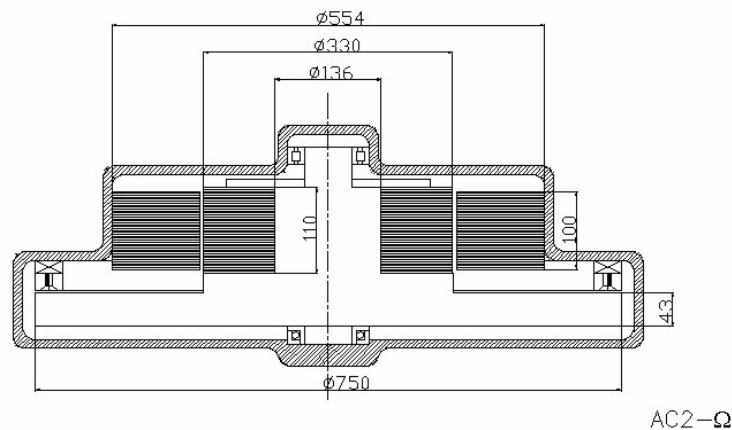


Figura 21. Cotas de un almacenador cinético de energía de 6MJ y 140 KW.

La tabla 4 resume los principales parámetros de diseño de la máquina.

Diámetro del Rotor/Volante	655/1500 mm
Altura del Rotor/Volante	430/440 mm
Diámetro interno del Estator	657 mm
Diámetro Externo del Estator	1000 mm
Altura del Estator (sin cabezas)	430 mm
Entrehierro Mínimo Radial	1.0 mm
Número de Fases	2
Número de pares de polos/fase	3
Número de polos en Rotor	6
Número de espiras por par de polos	8
r.p.m. máximas	4630 rpm
Energía máxima	200 MJ
Corriente/fase a rpm max.(amplitud)	1515 A
Tensión/fase a rpm max.	3300 V
Corriente/fase max.(amplitud) 50%E	2142 A
Potencia mecánica a rpm max.	3000 kW
Par medio a rpm max	6200 Nm
Peso total estimado Rodante /Total	7195/8700Kg

Tabla 4. Cuadro resumen magnitudes del almacenador cinetico.

Un convertidor doble de potencia conecta la máquina de reluctancia conmutada, solidaria al volante de inercia, con la red eléctrica. Dicho convertidor está formado por una primera etapa en el lado de la máquina, denominada convertidor de máquina, accionando la misma de acuerdo con el modo de operación oportuno y una segunda etapa denominada convertidor de conexión a red que se encarga de intercambiar potencia con la red eléctrica, manteniendo la tensión continua en el valor más adecuado para el funcionamiento del sistema. La potencia de los convertidores será de 140 kVA y la tensión de continua estará en torno a un rango comprendido entre 650 y 1200 V.

Las magnitudes de potencia del sistema son suficientes para no poder ser considerado como un sistema convencional, por lo que los convertidores necesitarán de una importante etapa de diseño, tanto desde el punto de vista de elección de los semiconductores adecuados, estudio de pérdidas y diseño del sistema de refrigeración, como de un importante estudio de la distribución física de todos los componentes con objeto de minimizar el espacio ocupado por todo el sistema. Un punto importante será cuidar las conexiones entre semiconductores y etapa de tensión continua, con objeto de reducir las sobretensiones debidas a la presencia de inductancias parásitas, sobre todo en las conmutaciones que se producen cuando se trabaje en los regímenes de alta corriente.

El sistema se conectará a la red entre dos fases, resultando una tensión alterna monofásica de 380V en el convertidor de red. El equipo puede ser conectado directamente entre dos fases o entre fase y neutro por medio de un transformador monofásico con relación de transformación de 380/220V. Una inductancia de salida conecta el convertidor de conexión a red con la instalación eléctrica directamente o con dicho transformador, en caso de existir.

En la figura 22 se presenta un esquema de las conexiones entre los distintos elementos que componen el sistema. La topología seleccionada para los convertidores de conexión a red y conexión a máquina es la topología en puente H convencional. Cabe la posibilidad de añadir además un convertidor chopper que se utilizará para la absorción de energía en el instante en que hay

que frenar la máquina de reluctancia y no se puede volcar energía hacia la red a través del convertidor de conexión a red.

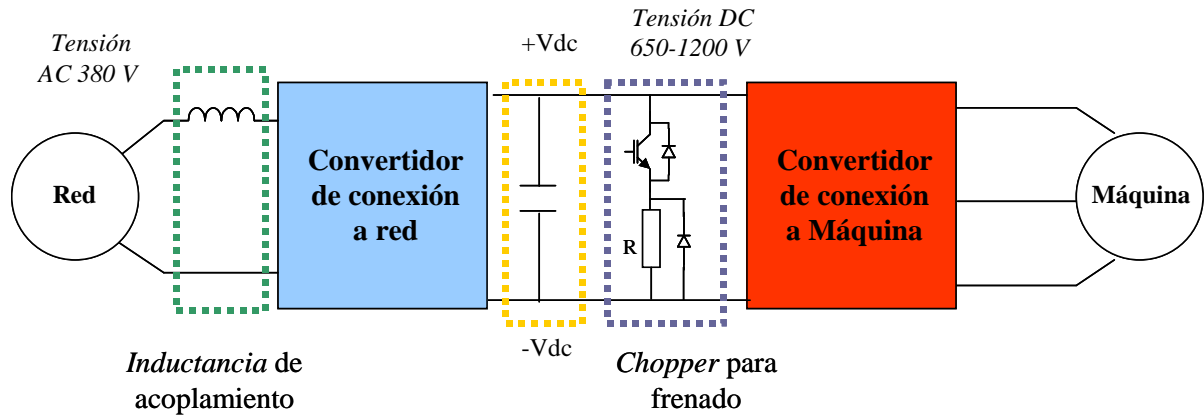


Figura 22. Esquema básico de conexión entre los distintos elementos que componen el Sistema de Almacenamiento Cinético de Energía en el proyecto OMEGA.

## 7 Máquina de reluctancia conmutada. En saturación

### 7.1 Introducción.

El funcionamiento de la máquina de reluctancia conmutada es muy distinto a una máquina convencional de tensión alterna. De hecho, las formas de ondas con que se alimenta la misma distan mucho de ser ondas senoidales. Se trata de una máquina donde la variación de flujo magnético, o si queremos el par electromagnético, no se origina por la variación en la forma de onda de las tensiones o corrientes con que se alimentan las fases de la misma, sino que basa su funcionamiento en la variación de inductancia en el rotor. La alimentación de las fases de la máquina se realiza durante un instante adecuado y con una corriente mantenida alrededor de un nivel constante durante un cierto tiempo.

Las condiciones especiales de alimentación de esta máquina hacen que no se pueda realizar directamente a través de la red, necesitando de un convertidor electrónico de potencia que proporcione la corriente necesaria para que la máquina funcione. Por esta razón, esta máquina tiene una historia bastante reciente y su desarrollo ha sido paralelo al de las tecnologías de electrónica de potencia y control.

La ecuación que rige el comportamiento dinámico de la corriente en la saturada se muestra en [50]. Así, se puede observar que la corriente en la máquina depende de la tensión aplicada en la etapa de continua  $V_{dc}$ , de la velocidad del rotor  $w$ , de un término que depende de la resistencia del bobinado y de la corriente que circula por él,  $R \cdot i$ , y de dos términos que dependen de la corriente y de la posición relativa entre el rotor y estator: Derivada de los enlaces de flujo respecto de la posición  $\frac{d\lambda}{d\theta}$  y derivada de los enlaces de flujo respecto de la corriente  $\frac{d\lambda}{di}$ .

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{dc} - R \cdot i - w \cdot \frac{d\lambda}{d\theta}}{\frac{d\lambda}{di}} \quad [50]$$

Para poder realizar un estudio más en profundidad del comportamiento dinámico de la máquina los términos  $\frac{d\lambda}{d\theta}$  y  $\frac{d\lambda}{di}$  no se pueden considerar constantes y se han obtenido mediante cálculo por elementos finitos. Para acelerar el proceso de simulación del sistema completo conectado a red, se han construido unas tablas que proporcionan las derivadas de los enlaces de flujo en la máquina en función de la posición del rotor y la intensidad de corriente, con las que el algoritmo de integración dispone de dichos valores de forma inmediata.

La máquina de reluctancia conmutada que es objeto de estudio consta de tres fases con un par de polos por fase y de cuatro polos en el rotor (máquina 6/4), de esta manera el rotor queda dividido en cuatro cuadrantes donde se repite el funcionamiento, como se muestra en la figura 23

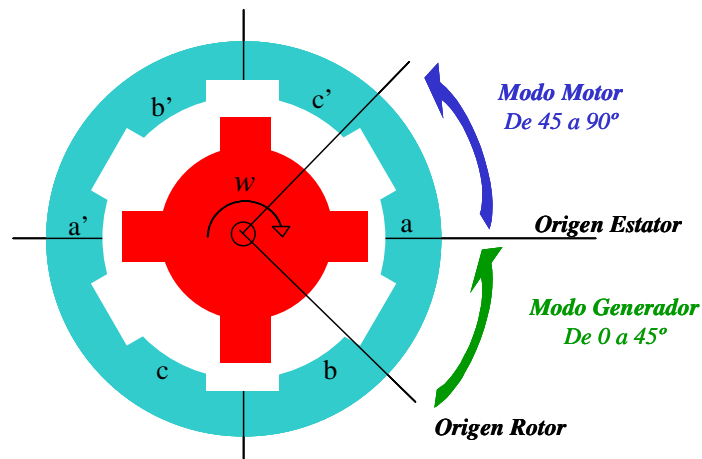


Figura 23. Esquema básico la máquina de reluctancia conmutada OMEGA.

Dependiendo de la posición relativa entre los polos del rotor y los polos del estator se puede seleccionar dos modos de funcionamiento:

- Modo motor, en caso de que la inductancia sea creciente desde el punto de máximo desfase entre el par de polos del estator y del rotor, hasta llegar al máximo alineamiento entre ellos (de 0° a 45°). En este caso se produce un par de aceleración en el rotor que hace que el flujo de potencia sea desde la red hacia la máquina.
- Modo generador, en este caso la inductancia es decreciente desde el punto de máximo alineamiento hasta llegar al punto de

máximo desfase entre el par de polos de estator y rotor (de  $45^\circ$  a  $90^\circ$ ), produciendo un par de frenado en el rotor que hace que el flujo de potencia sea desde la máquina hacia la red.

En la figuras 24 y 25 se muestran los diferentes parámetros  $\frac{d\lambda}{d\theta}$  y  $\frac{d\lambda}{di}$  por unidad de longitud de la máquina, en función de la posición relativa entre rotor y estator y la corriente que circula por las bobinas del estator.

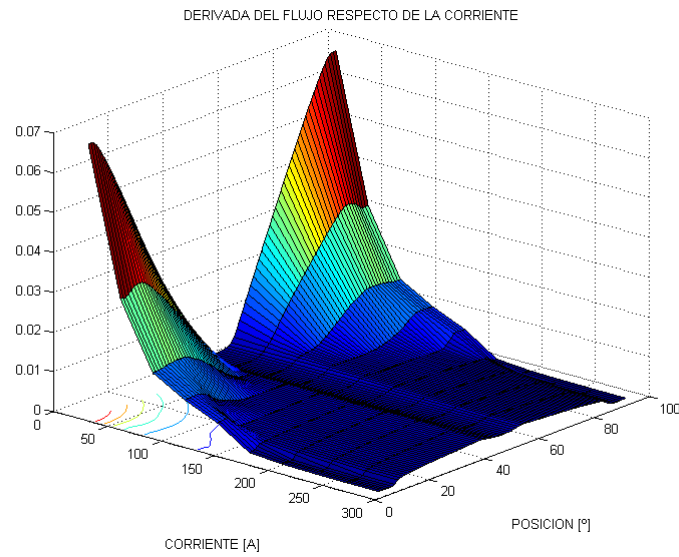


Figura 24. Derivada de los enlaces de flujo respecto de la corriente  $\frac{d\lambda}{di}$  en OMEGA.

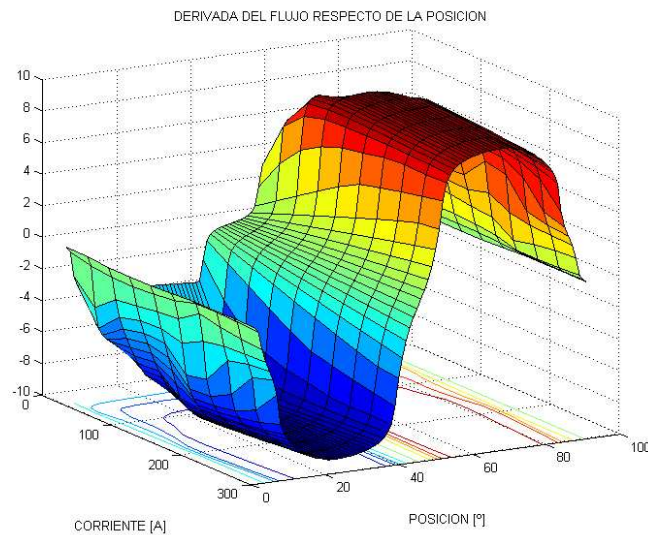


Figura 25. Derivada de los enlaces de flujo respecto de la posición  $\frac{d\lambda}{d\theta}$  en OMEGA.



Según la figura 25, que representa la derivada de los enlaces de flujo respecto de la posición para diferentes rangos de corriente, se pueden observar dos zonas claramente diferenciadas, donde el valor de  $\frac{d\lambda}{d\theta}$  permanece prácticamente constante para cada rango de corriente. Estas zonas están comprendidas entre  $18^\circ$  y  $35^\circ$  para modo generador y entre  $60^\circ$  y  $75^\circ$  para modo motor. De manera similar sucede con el par generado por una fase estática sobre los polos situados en el estator, según muestra la figura 26.

En las zonas definidas entre  $18^\circ$  -  $35^\circ$  y  $60^\circ$  -  $75^\circ$  el par es constante y proporcional al valor de la corriente, según la expresión [51].

$$T_m = K' \cdot i \quad [51]$$

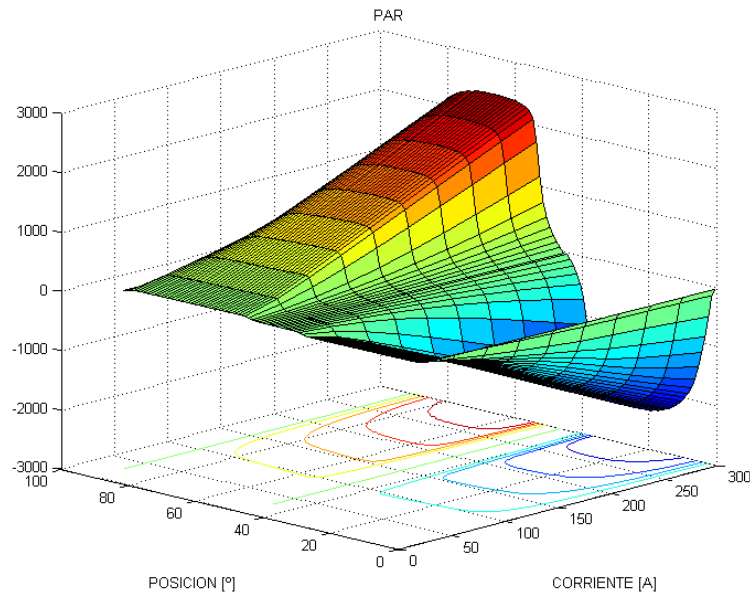


Figura 26. Par en la máquina OMEGA.

## 7.2 Forma de onda de corriente

Para entender el comportamiento dinámico de la corriente en la máquina, se ha de recuperar la ecuación [50], donde se obtiene una expresión para la derivada de la corriente en las fases de la misma, despreciando el termino resistivo y analizando los puntos característicos de la función. En concreto las condiciones en las cuales la derivada de la corriente se haga cero

[52], consiguiendo así una evolución de la corriente que minimice la frecuencia de conmutación..

$$\frac{di}{dt} = V_{dc} - w \cdot \frac{d\lambda}{d\theta} = 0 \quad [52]$$

haciendo que  $\frac{d\lambda}{d\theta} = k$ , resulta:

$$V_{dc} - w \cdot k = 0 \quad [53]$$

Para que la anterior condición se cumpla, la tensión en la etapa de continua debería satisfacer la igualdad [54].

$$V_{dc} = w \cdot k \quad [54]$$

La variable  $k$  depende de la posición y de la corriente, excepto en las zonas de par constante, citadas en el punto anterior. De ahí la importancia de esta zona denominada *zona de monopolso*. Si la tensión de la etapa de continua se adecua al valor que corresponda con la velocidad  $w$  y el valor de  $k$  tiene un valor constante, pasándose a denominar  $k_{constante}$ , se consigue estabilizar la corriente que circula por la bobina de la máquina en un determinado nivel que interesará controlar.

Por otro lado, si la condición de monopolso no es posible, será necesario cambiar el signo de la derivada de la corriente para que la corriente no supere los valores máximos permitidos. Para ello se ha de cambiar la polaridad de la tensión  $V_{dc}$  aplicada en la máquina hasta alcanzar el valor mínimo establecido como límite. De esta manera la corriente se mantiene dentro de una banda de conmutación de corriente.

En la figura 27 se muestran las formas de onda de corriente en la máquina alcanzando las condiciones que aseguran monopolso tanto para modo motor como para modo generador. Las curvas en color negro representan la evolución de la corriente con la posición y las curvas en rojo y azul cómo se comporta la derivada de corriente con respecto al tiempo, en zonas de alta intensidad y baja intensidad respectivamente. Por ejemplo, en la zona de modo motor y cuando la corriente fuera alta, se puede comprobar como en la zona de posición entre 0-10° la máquina trabajaría conmutando en banda de histéresis, pasando a comportarse en monopolso a partir de ahí, para finalizar con una tendencia a la conmutación, al aumentar de nuevo el término de derivada, en la zona de posición alrededor de los 40°.

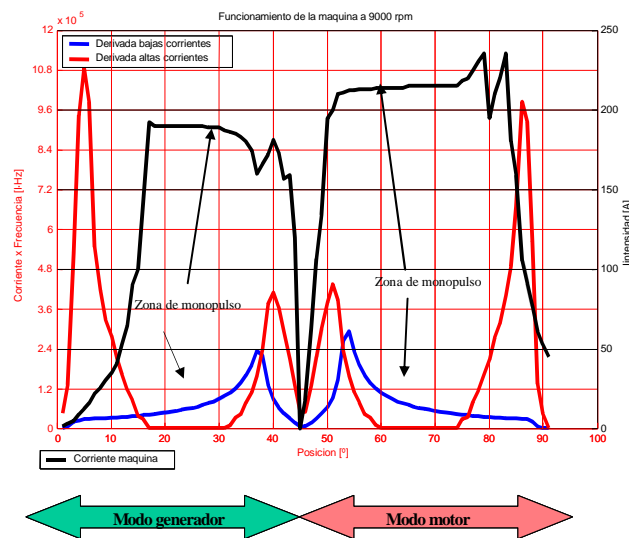


Figura 27. Forma de onda de corriente en monopolso.

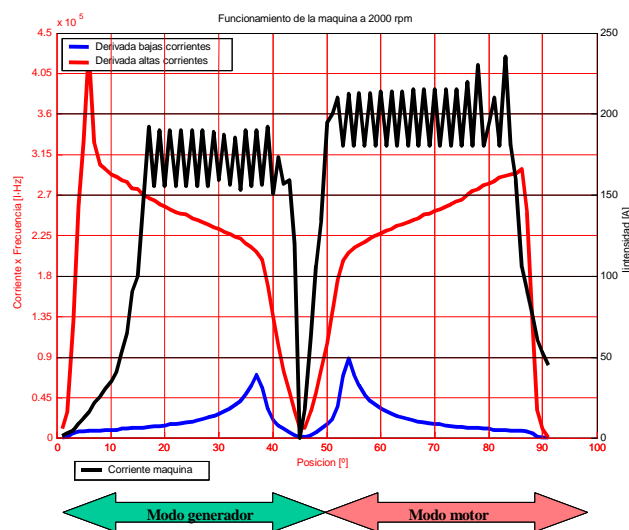


Figura 28. Forma de onda de corriente con banda de corriente.

La figura 28 muestra las formas de onda para ambos modos de funcionamiento para un nivel de velocidad que no permite alcanzar las condiciones de monopolso. A la vista de la curva roja, se deduce que la derivada de corriente en este caso se mantiene elevada en todo el rango de posición, por lo que la corriente conmuta en toda esa zona.

## 8 Descripción de los convertidores electrónicos de potencia.

### 8.1 Convertidor que acciona la máquina de reluctancia.

#### 8.1.1 Funcionamiento básico. Convertidor unidireccional.

Como se describió en el punto anterior, una máquina de reluctancia variable puede comportarse como motor y como generador, es decir tomando potencia de la red o entregando potencia a la misma. Supongamos que la máquina está trabajando inicialmente como motor. Esto supone que hay que alimentar cada fase en el estator de la máquina con un pulso de corriente cuando dicha fase esté viendo una zona de rotor con inductancia creciente con el ángulo, según el sentido de giro actual.

El convertidor unidireccional es el que solo puede aportar a la carga corriente en único sentido, pero puede aplicar tres niveles de tensión;  $+V_{dc}$ , 0 y  $-V_{dc}$ .

Este convertidor unidireccional está compuesto por dos ramas en las que solo existe un IGBT y un diodo. Como se muestra en la figura 29.

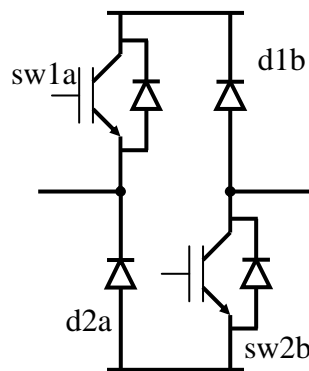


Figura 29. Topología de convertidor unidireccional.

Analicemos el funcionamiento básico de un convertidor que alimenta una fase de una máquina de reluctancia conmutada en esta situación. La forma de

onda que se desea obtener para la corriente es la que aparece en las figuras .30 y 31.

La corriente se mantendrá en torno a un valor de referencia deseado, estableciendo una banda de histéresis de una cierta amplitud alrededor de dicho valor y haciendo evolucionar a la misma mediante la apertura y cierre de los interruptores oportunos en el convertidor electrónico que acciona la máquina.

Para que crezca la corriente hay que aplicar tensión  $+V_{dc}$ . Para ello será necesario cerrar los interruptores  $sw1a$  y  $sw2b$ , como aparece en la figura 29. Para que decrezca la corriente se puede aplicar tensión  $-V_{dc}$  abriendo  $sw1a$  y  $sw2b$ , con lo que la fase queda polarizada con tensión negativa a través de los diodos  $d1b$  y  $d2a$  (hard-switching), o bien abriendo  $sw2b$  y manteniendo  $sw1a$  cerrado, con lo que queda aplicada tensión cero sobre la fase y la corriente se reduce al extinguirse la energía en la resistencia propia del devanado (soft-switching). De esta forma, la frecuencia de trabajo de los semiconductores es menor y por tanto las pérdidas de conmutación en el convertidor se ven reducidas.

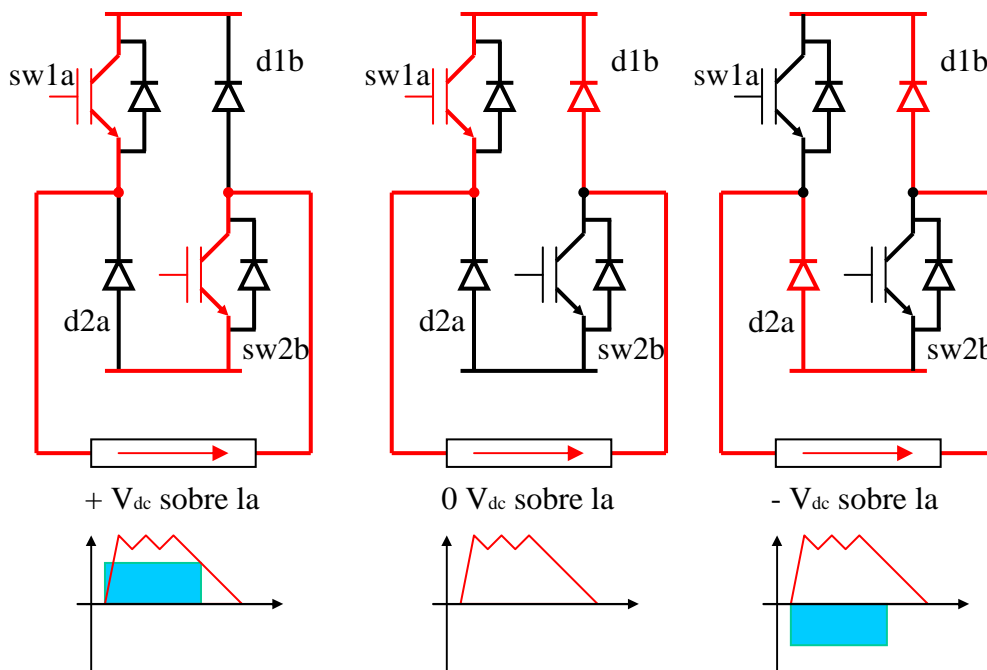


Figura 29. Topología de convertidor unidireccional alimentando una fase del motor.

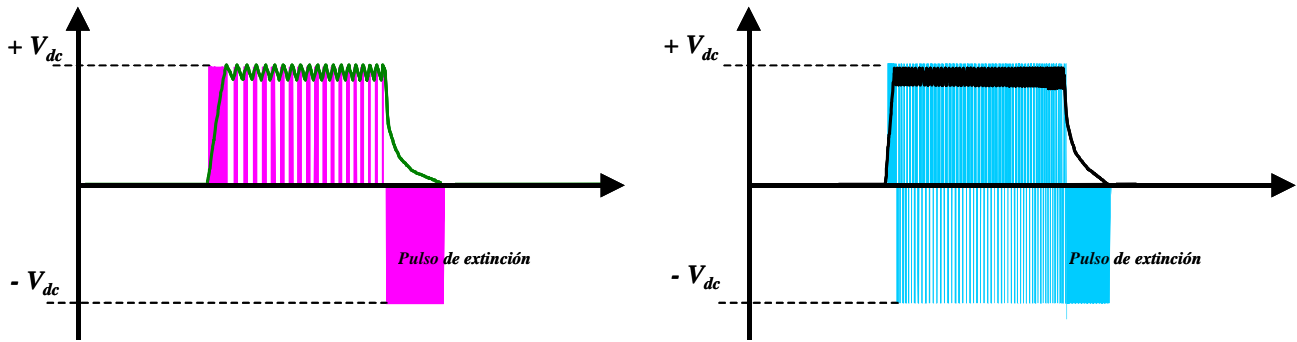


Figura 30. Formas de onda de tensión y de corriente en modo motor. *soft-switching* y *hard-switching*.

Ahora supongamos que la máquina está trabajando como generador. Esto supone que hay que alimentar cada fase en el estator de la máquina con un pulso de corriente cuando dicha fase esté viendo una zona de rotor con inductancia decreciente con el ángulo, según el sentido de giro determinado.

En modo generador para que aumente la corriente hay que aplicar tensión  $+V_{dc}$ . (pulso de excitación). Para ello será necesario cerrar los interruptores sw1a y sw2b, como aparece en la figura 9. Para que decrezca la corriente se puede aplicar tensión  $-V_{dc}$  abriendo sw1a y sw2b, con lo que la fase queda polarizada con tensión negativa a través de los diodos d1b y d2a (hard-switching), o bien abriendo sw2b y manteniendo sw1a cerrado, con lo que queda aplicada tensión cero sobre la fase y la corriente se reduce al extinguirse la energía en la resistencia interna del devanado (soft-switching).

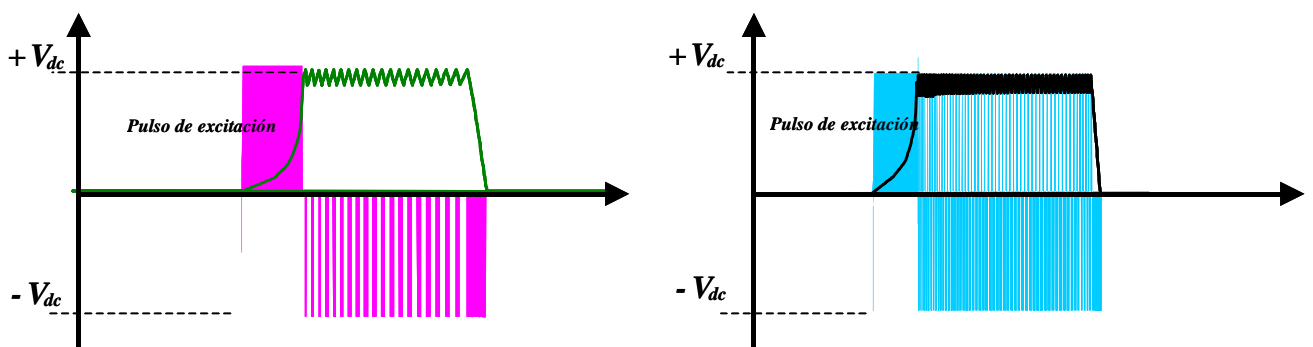


Figura 31. Formas de onda de tensión y de corriente en modo generador. *soft-switching* y *hard-switching*.

En la figura 32 se muestran las formas de onda de tensión y de corriente para modo motor y para modo generador cuando se cumple la condición de monopolso [53]. En modo motor para que crezca la corriente hay que aplicar tensión  $+V_{dc}$  y mantenerlo para que la derivada de la corriente sea lo más próxima a cero y así mantener la corriente constante, minimizando la frecuencia de conmutación. Para ello será necesario cerrar los interruptores  $sw1a$  y  $sw2b$ , como aparece en la figura 29. Para que decrezca la corriente se aplica tensión  $-V_{dc}$  abriendo  $sw1a$  y  $sw2b$ , con lo que la fase queda polarizada con tensión negativa a través de los diodos  $d1b$  y  $d2a$  (pulso de extinción). Al igual que en modo motor, en modo generador para que crezca la corriente hay que aplicar tensión  $+V_{dc}$  (pulso de excitación). Para ello será necesario cerrar los interruptores  $sw1a$  y  $sw2b$ , como aparece en la figura 29. Para que la derivada de la corriente sea lo más próxima a cero y así mantener la corriente constante se debe aplicar  $-V_{dc}$  abriendo  $sw1a$  y  $sw2b$ , con lo que la fase queda polarizada con tensión negativa a través de los diodos  $d1b$  y  $d2a$  (pulso de extinción).

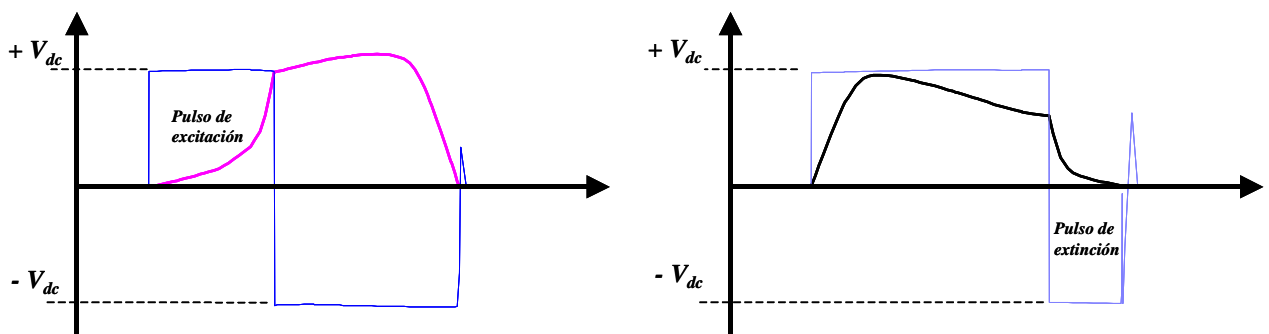


Figura 32. Formas de onda de tensión y de corriente alcanzada la condición de monopolso en modo motor y en modo generador.

En la figura 32 se puede ver el concepto de potencia positiva o negativa con corriente en el mismo sentido, entendida como un balance de energías en el periodo de actuación de la fase de la máquina

Para realizar esta operación, es necesaria una topología como la que se muestra en la figura 29, denominada *unidireccional*. Con esta topología sólo es posible hacer circular corriente en un único sentido por la fase de la máquina.

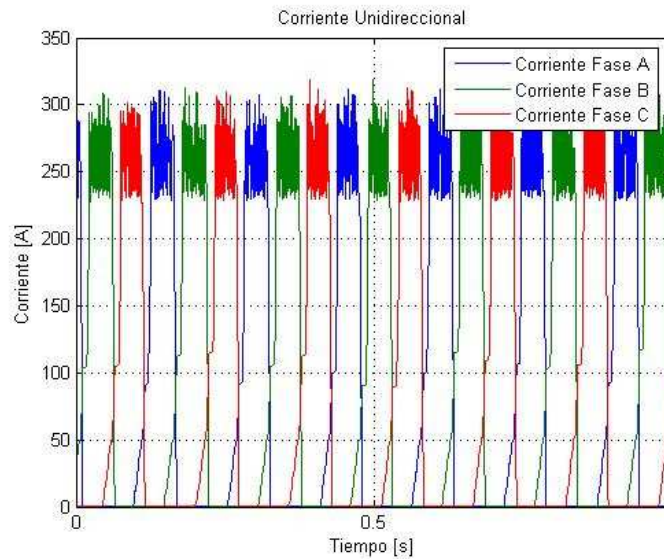


Figura 33. Forma de corriente con convertidor unidireccional alimentando todas las fases del motor.

De esta forma, el número de semiconductores utilizados en los convertidores es pequeño, el precio de los módulos de electrónica de potencia son un 30% más baratos, se utilizan menos señales de control, pero el hecho de que la corriente sólo pueda circular en un sentido da lugar a un aumento de las pérdidas en las chapas magnéticas de la máquina. Esto es debido a que la orientación magnética de los dipolos que se establecen en el material del rotor se modifica desde que la misma zona del rotor pasa de uno de los polos del estator al otro, cambiando la polaridad del campo magnético y suponiendo esto un giro de  $180^\circ$  en dichos dipolos.

En ciertas aplicaciones resulta necesario reducir esas pérdidas en el rotor por lo que se debe utilizar una corriente bidireccional como se describirá a continuación.

### 8.1.2 Convertidor Bidireccional. Solución elegida.

Esta topología permite hacer circular la corriente en los dos sentidos en las fases de la máquina. Con esto se consigue que la orientación magnética del rotor sea siempre igual, independientemente del paso por los dos polos opuestos originados en cada fase del estator. Esto se consigue alternando el signo de la corriente aplicada a cada fase, para compensar el cambio de signo



en el campo magnético que está viendo cada polo del rotor, de forma alternativa. Con esto, las pérdidas en el hierro de la máquina se reducen de forma considerable, con lo que resulta imprescindible reducir en la mayor medida posible las pérdidas en el mismo debido a que el rotor estará en atmósfera de vacío y no puede evacuarlas por convección.

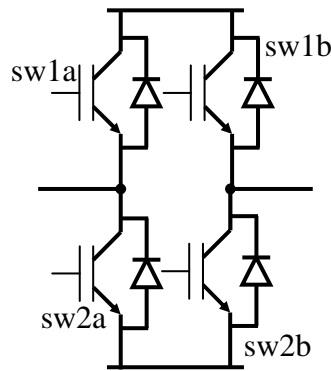


Figura 34. Unidad básica de convertidor bidireccional.

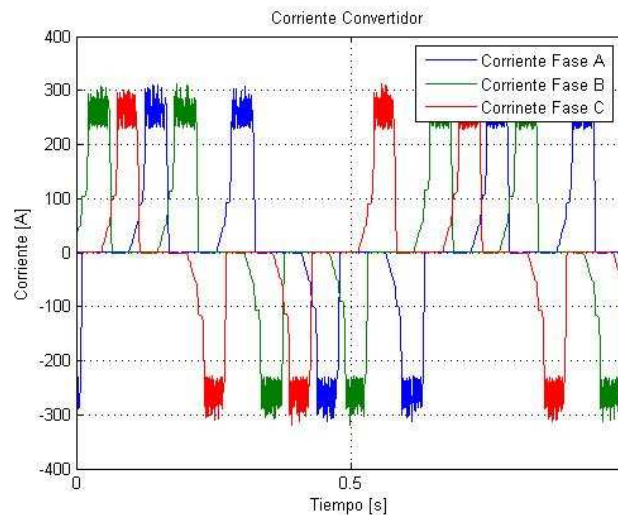


Figura 35. Corriente generada en la máquina con un puente bidireccional en modo de conmutación *soft-switching*

La topología de convertidor bidireccional se muestra en la figura 34. Se ha considerado como unidad básica de convertidor de máquina un puente completo que alimenta las bobinas de una fase, correspondientes a un par de polos de la máquina.

Al igual que con el puente unidireccional existen dos modos de conmutación *soft-switching* y *hard-switching*. La figura 35 muestra la corriente en las tres fases de la máquina, controlada con un convertidor bidireccional.

Las figuras 36 y 37 muestran la conmutación de cada uno de los puentes completos que constituyen una unidad básica de convertidor, cuando la corriente es positiva y cuando la corriente es negativa. Se ha elegido el modo de funcionamiento '*soft-switching*' con objeto de reducir al máximo las conmutaciones de los IGBTs. De esta forma, la reducción de la intensidad de corriente se realiza, por ejemplo en modo motor, mediante la aplicación de tensión cero y el cierre de la corriente a través de los diodos.

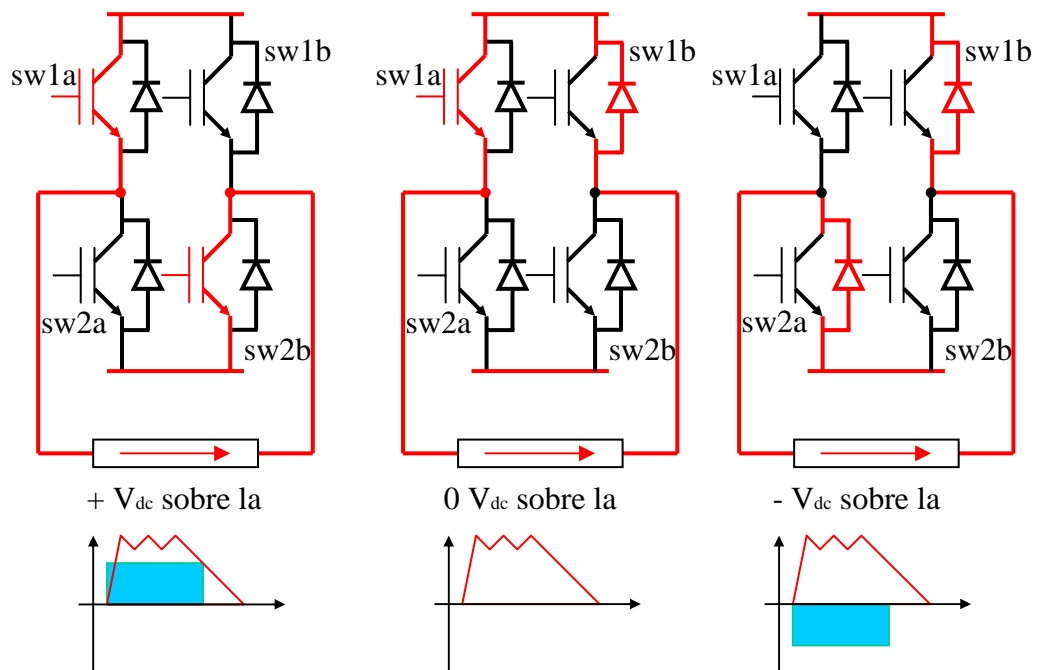


Figura 36. Conmutación con corriente positiva [sec. A].

Debido al funcionamiento descrito, los diodos de recirculación tienen que ser capaces de soportar la misma corriente máxima que los IGBTs aunque en principio no la misma corriente media. De cualquier forma, como se explicará más adelante, existen situaciones en que los diodos pueden soportar una mayor corriente media por lo que se dimensionarán de la misma forma que los IGBTs. Además, experiencias anteriores han demostrado que este punto puede ser una fuente de problemas. Por esta razón, se prestará especial atención a la característica de estos diodos, ya que en los módulos comerciales no están pensados para este comportamiento.

Suponiendo por ejemplo, en modo motor de funcionamiento, se aplicará tensión  $+V_{dc}$  para hacer crecer la intensidad y tensión nula para hacerla decrecer, cuando se aplique un pulso de corriente positivo y  $-V_{dc}$  y tensión nula cuando se aplique un pulso de corriente negativo. Como resulta de la secuencia de disparo que se muestra en la figura 36, el IGBT *sw1a* permanece cerrado durante la aplicación del pulso positivo de corriente mientras que el *sw2b* está conmutando.

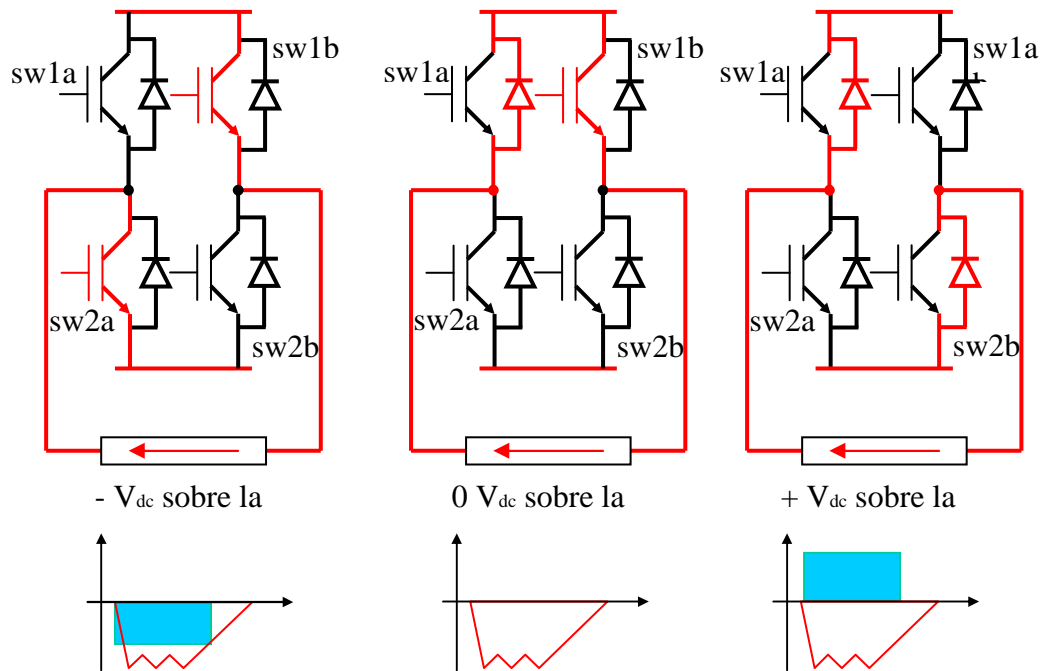


Figura 37. Conmutación con corriente negativa [sec. A].

En la aplicación del ciclo negativo de corriente, ocurre algo parecido con el *sw1b* que permanece cerrado, mientras que el *sw2a* abre y cierra para la aplicación de las tensiones cero y  $-V_{dc}$  respectivamente. De esta forma, el estrés al que se someten los IGBTs del convertidor no está bien distribuido, trabajando siempre los IGBTs *sw2b* y *sw2a* mientras que los *sw1a* y *sw1b* permanecen en el mismo estado durante todo el ciclo. Para solucionar esto, se introducirá una segunda secuencia de disparos, tanto para la aplicación de corriente positiva como negativa, de forma que se reparta el trabajo de los IGBTs de cada una de las ramas del convertidor. Las figuras 36 y 37 muestran las dos secuencias de disparo de los puentes completos.

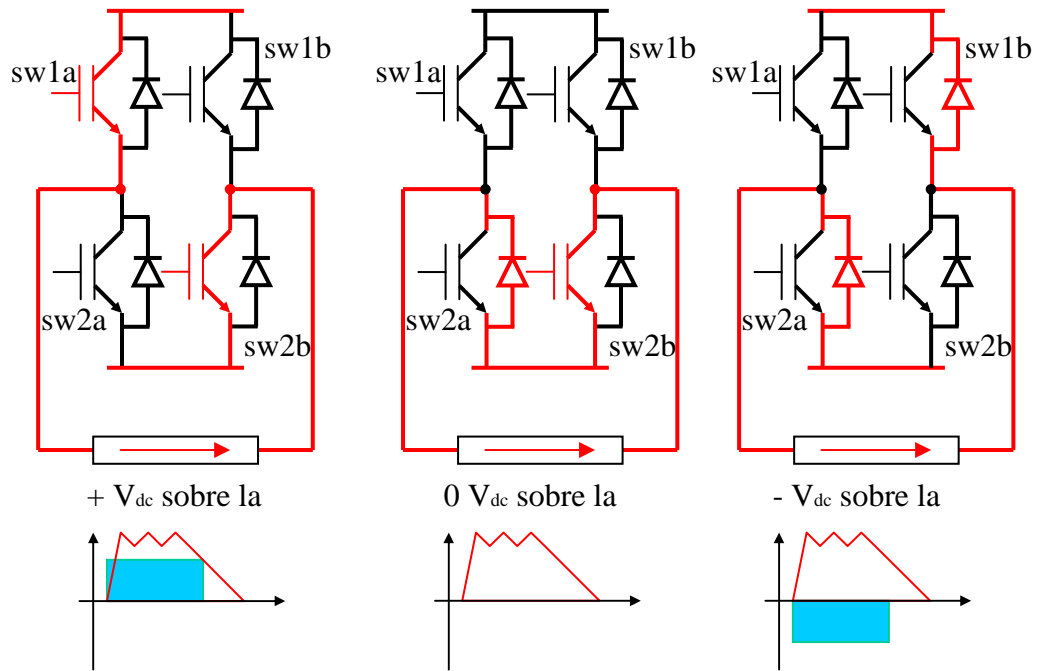


Figura 38. Conmutación con corriente positiva [sec. B].

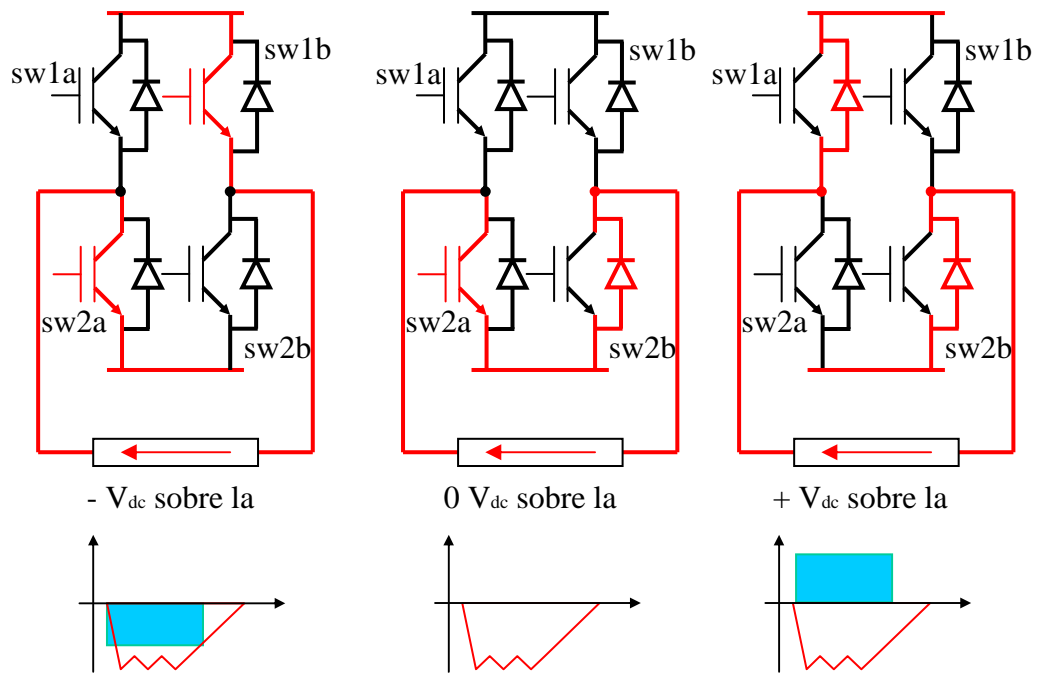


Figura 39. Conmutación con corriente negativa [sec. B].

De esta forma, combinando las dos secuencias de conmutación se consigue reducir a la mitad la frecuencia media de conmutación de los interruptores electrónicos.

Dependiendo de la manera en la que se combinen las dos secuencias de disparos, se pueden obtener dos patrones de disparo diferentes:

1) '*soft-switching alterno*', donde las secuencias de disparos se combinan alternativamente en los dos interruptores de una misma rama, de forma que en un mismo ciclo de corriente la frecuencia de conmutación media es igual en ellos.

2) '*soft-switching cíclico*', donde las secuencias de disparo se combinan cíclicamente en los dos interruptores de una misma rama, de forma que en un mismo ciclo de corriente la frecuencia de conmutación es muy superior en uno de ellos, mientras que en el siguiente ciclo ocurre al contrario, con lo que en un balance de 2 ciclos, la frecuencia media se ha igualado.

En ambos patrones el estrés en los IGBTs se reparte de forma equilibrada manteniendo los mismos valores en la frecuencia media de conmutación. Sin embargo la frecuencia máxima de conmutación es el doble en la estrategia '*soft-switching cíclica*' que en la estrategia '*soft-switching alterna*'. La figura 40 muestra los patrones de disparo para los dos interruptores de una rama del convertidor, durante un pulso de corriente en una fase de la máquina, en un instante en el que se trabaja en la situación de conmutación de corriente en la banda de histéresis.

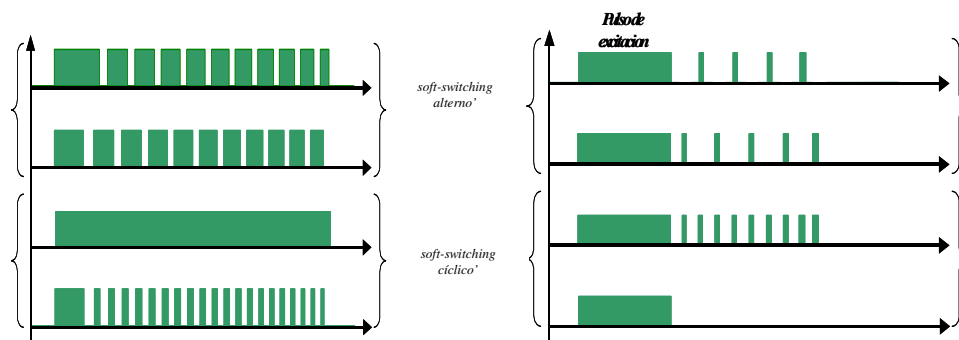


Figura 40. Patrón de disparos en modo motor (izq) y en modo generador (drcha) del puente H.

### 8.1.2.1 Modo Motor 'soft-switching cíclico'

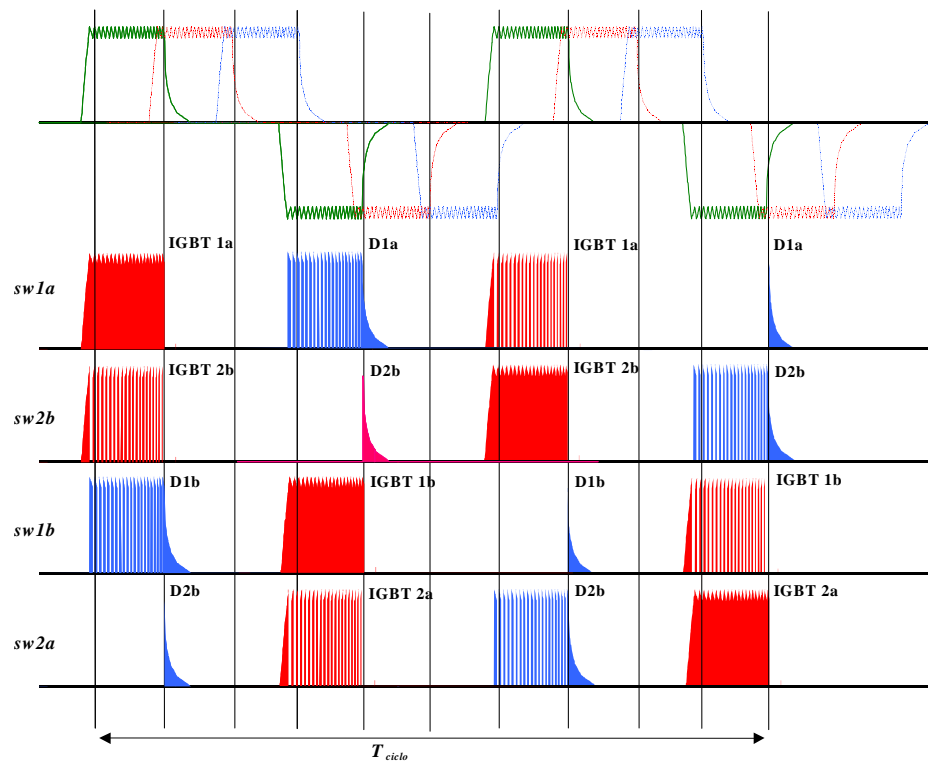


Figura 41a. Ciclo de trabajo de los IGBTs y los Diodos de un puente completo en modo Motor

Las figuras 41a y 41b presentan un ciclo completo de repetición donde se indican las solicitaciones eléctricas en los módulos (entendiendo que está formado por IGBT y diodo) que componen uno de los 3 puentes completos que componen lo que se ha denominado convertidor de la máquina. La intensidad de corriente que soporta cada IGBT está compuesta por una zona en que conduce continuamente y otra en que está conmutando, en el caso del patrón *soft-switching cíclico*, y de dos zonas de conmutación para el caso de patrón *soft-switching alterno*. La intensidad media será tanto menor cuanto menor sea el ciclo de trabajo en la zona de conmutación del mismo. En principio, la intensidad media que circula por los diodos será menor que la de los IGBT como se muestra en las figuras 41a y 41b. Pero hay que tener en cuenta que cuando la fase activa deja de conducir, la extinción de la corriente en dicha fase se realiza circulando a través de los diodos *d1a* y *d2b* cuando la corriente es positiva y por *d1b* y *d2a* cuando la corriente es negativa, aumentando el valor medio de la intensidad de corriente que circula por dichos diodos.

### 8.1.2.2 Modo Motor 'soft-switching alterno'

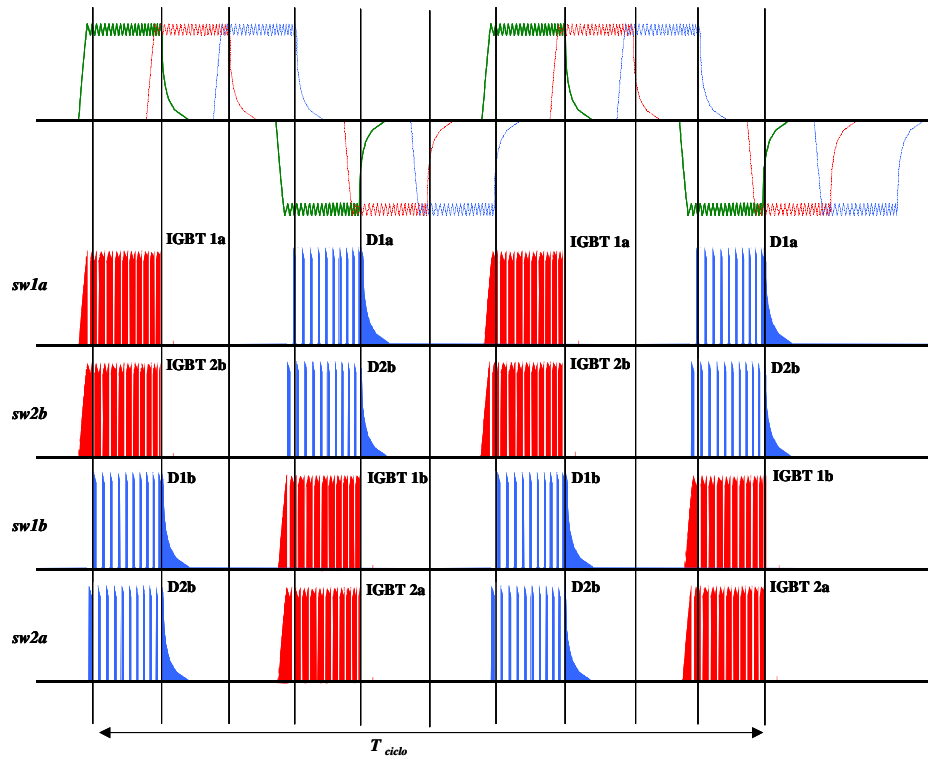


Figura 41b. Ciclo de trabajo de los IGBTs y los Diodos de un puente completo en modo Motor.

La corriente media que circula por los módulos (IGBT+diodo) se puede calcular en función del número de pulsos y haciendo una aproximación de las zonas de excitación y extinción. A continuación se destaca la corriente media en cada elemento, en cada uno de los modos de funcionamiento.

#### 8.1.2.2.1 *Modo motor*

En el caso de conmutar mediante un patrón 'soft-switching cíclico'.

$$I_{med}^{IGBT} = \left( \frac{n}{2n-1} + 1 \right) \cdot \frac{I_{max}}{12} \quad (4) \quad I_{med}^{diodo} = \left( \frac{3}{2} - \frac{n}{2n-1} \right) \cdot \frac{I_{max}}{12} \quad [55]$$

donde  $n = 1, 2, 3, \dots, i$  numero de pulsos en la zona de conmutación.

En el caso de conmutar mediante un patrón 'soft-switching alterno'.

$$I_{med}^{IGBT} = \left( \frac{3n-1}{4n-2} \right) \cdot \frac{I_{max}}{6} \quad [56] \quad I_{med}^{diodo} = \left( \frac{5}{4} - \frac{3n-1}{4n-2} \right) \cdot \frac{I_{max}}{6} \quad [57]$$

### 8.1.2.2.2 *Modo generador*

En modo generador ocurre algo similar pero la forma de operar es algo más compleja. Durante el pulso positivo de corriente, se aplica en primer lugar tensión positiva para el primer crecimiento de la corriente y después, la reducción de corriente y los sucesivos aumentos se producirán aplicando  $-V_{dc}$  y tensión nula respectivamente. De forma análoga, para un pulso de corriente negativo, se comienza aplicando tensión negativa para la primera evolución de la corriente y después los sucesivos aumentos y reducciones de corriente se producirán  $+V_{dc}$  y tensión nula respectivamente.

En el caso de conmutar mediante un patrón 'soft-switching cíclico'.

$$I_{med}^{IGBT} = \left( \frac{3}{2} - \frac{n}{2n-1} \right) \cdot \frac{I_{max}}{12} \quad [58] \quad I_{med}^{diodo} = \left( \frac{n}{2n-1} + 1 \right) \cdot \frac{I_{max}}{12} \quad [59]$$

En el caso de conmutar mediante un patrón 'soft-switching alterno' modo generador.

$$I_{med}^{diodo} = \left( \frac{3n-1}{4n-2} \right) \cdot \frac{I_{max}}{6} \quad [60] \quad I_{med}^{IGBT} = \left( \frac{5}{4} - \frac{3n-1}{4n-2} \right) \cdot \frac{I_{max}}{6} \quad [61]$$



### 8.1.2.3 Modo Generador 'soft-switching cíclica'

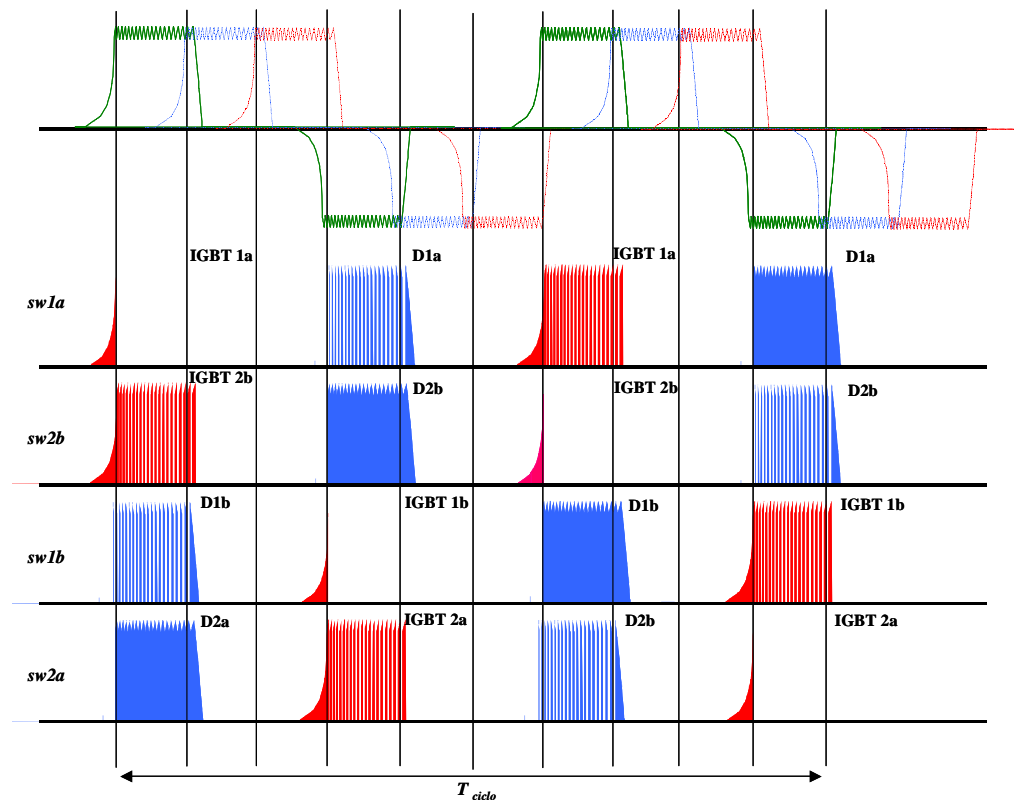


Figura 42a. Ciclo de trabajo de los IGBTs y los Diodos de un puente completo en modo Generador

Considerando que la corriente se mantendrá en torno a un valor de referencia mediante la variación dentro de una banda de histéresis definida por dos valores:  $I_{sup}$  y  $I_{inf}$ , de forma que el valor medio de la intensidad de corriente que oscila en dicha banda es lo que se ha denominado  $I_{max}$ . El valor máximo de corriente será  $I_{lim} = I_{sup}$  y está relacionado con la anchura de la banda de histéresis elegida, siendo función de la frecuencia de conmutación que se permita.

#### 8.1.2.4 Modo Generador 'soft-switching alterna'

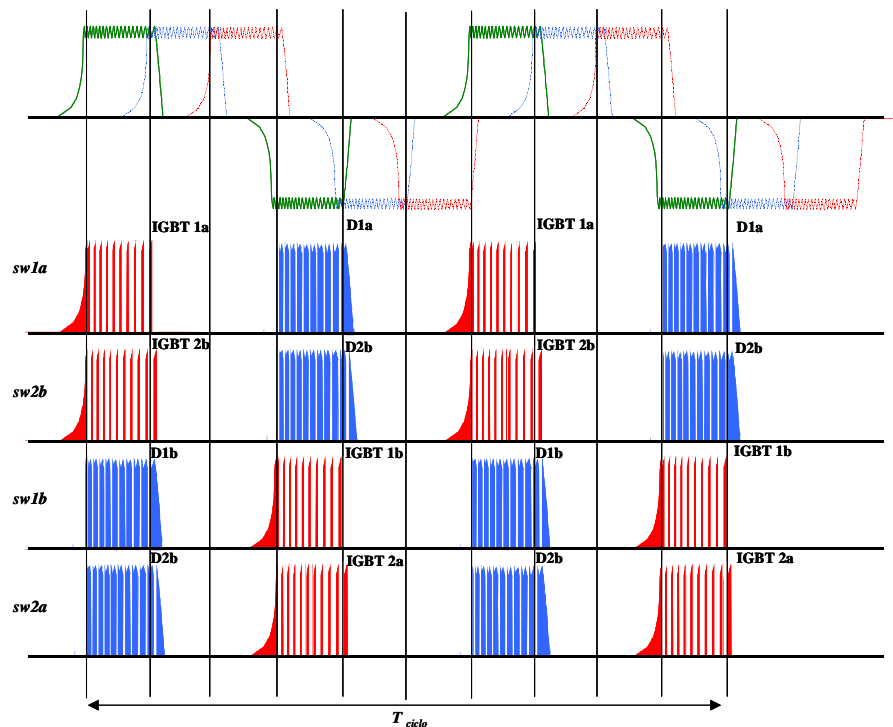


Figura 42b. Ciclo de trabajo de los IGBTs y los Diodos de un puente completo en modo Generador.

Considerando que la corriente se mantendrá en torno a un valor de referencia mediante la variación dentro de una banda de histéresis definida por dos valores:  $I_{sup}$  y  $I_{inf}$ , de forma que el valor medio de la intensidad de corriente que oscila en dicha banda es lo que se ha denominado  $I_{max}$ . El valor máximo de corriente será  $I_{lim} = I_{sup}$  y está relacionado con la anchura de la banda de histéresis elegida, siendo función de la frecuencia de conmutación que se permita.

Si se analizan los patrones para las diferentes estrategias de disparo se observa que la forma de onda de corriente de IGBTs en modo motor es igual que la forma de onda correspondiente para el diodo pero en modo generador, y viceversa. Analizando las expresiones para la corriente media en cada elemento se aprecia que su valor es el mismo independientemente de utilizar un patrón 'cíclico' o 'alterno'. La peor condición a la que estará sometido el IGBT es en modo motor cuando la máquina ha alcanzado el régimen de monopolso ( $n = 1$ ), donde el valor de la corriente media que circula por el es

aproximadamente  $I_{med}^{IGBT} = I_{max} / 6$ . En el caso del diodo la peor condición sucede en modo generador en régimen de monopolso en donde el valor de la corriente media será igual a  $I_{med}^{diodo} = I_{max} / 6$ . En la siguiente tabla se resumen los valores de corriente en los distintos módulos para diferentes situaciones.

Respecto a cuestiones prácticas resulta más conveniente la utilización del modo “soft-switching alterno” porque la derivada térmica que se produce en los semiconductores es menor que en el cíclico, aumentando con ello la vida de los mismos.

## 8.2 Frecuencia de Conmutación e Intensidad Máxima de Corriente

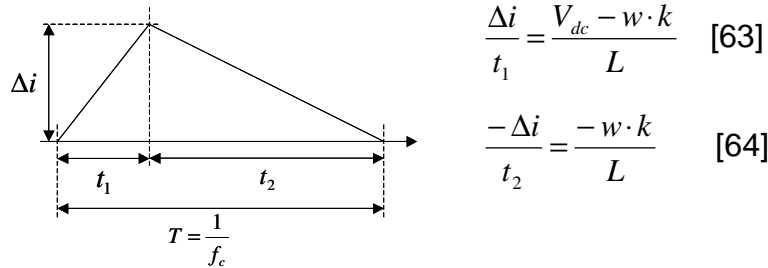
Se considerará el concepto de frecuencia de conmutación de los interruptores electrónicos de potencia como en número de conmutaciones (entendiendo por conmutación el proceso de cierre de un interruptor electrónico junto al de apertura del mismo), en un periodo completo de trabajo de éste, divididas entre el tiempo de duración de dicho periodo.

Con objeto de encontrar la situación más desfavorable en cuanto a frecuencia de conmutación, utilizada para el diseño térmico del convertidor, se han realizado en primer lugar un estudio teórico aproximado, a partir de la ecuación [50] que rige el comportamiento de la corriente en la máquina de reluctancia que se va a utilizar.

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{dc} - R \cdot i - w \cdot \frac{d\lambda}{d\theta}}{\frac{d\lambda}{di}} \quad [50]$$

Partiendo de la figura adjunta y teniendo en cuenta la ecuación [50], se definen las expresiones [63] y [64] para las variaciones de la corriente en sentido creciente, cuando se aplica tensión positiva, o en sentido decreciente, cuando se aplica tensión nula. Se ha despreciado el efecto de la resistencia de los devanados de la máquina.

Quedan definidos:  $k = \frac{d\lambda}{d\theta}$  ;  $L = \frac{d\lambda}{di}$



$$\frac{\Delta i}{t_1} = \frac{V_{dc} - w \cdot k}{L} \quad [63]$$

$$\frac{-\Delta i}{t_2} = \frac{-w \cdot k}{L} \quad [64]$$

Considerando la expresión del período de conmutación [66] de la corriente entre los dos límites de la banda en la que se deja variar, resulta:

$$T = t_1 + t_2 = \frac{L \cdot \Delta i}{V_{dc} - w \cdot k} + \frac{L \cdot \Delta i}{w \cdot k} = \frac{V_{dc} \cdot L \cdot \Delta i}{w \cdot k \cdot (V_{dc} - w \cdot k)} \quad [65]$$

La frecuencia de conmutación, por tanto, resulta como indica la expresión [66]:

$$f_c = \frac{1}{T} = \frac{w \cdot k \cdot (V_{dc} - w \cdot k)}{V_{dc} \cdot L \cdot \Delta i} \quad [66]$$

A la vista de la expresión [66] y teniendo la tensión  $V_{dc}$  bien definida para cada velocidad, se puede definir el factor de frecuencia  $k_f$ , [67].

$$f_c \cdot \Delta i = \frac{w \cdot k \cdot (V_{dc} - w \cdot k)}{V_{dc} \cdot L} = k_f \left\{ \begin{array}{l} V_{dc} = 1.1 \cdot w \Rightarrow w \in [w_n, 590 \text{ rad/s}] \\ V_{dc} = 650 \Rightarrow w \in [590 \text{ rad/s}, 0] \end{array} \right. \quad [\text{A} \cdot \text{Hz}] \quad [67]$$

Se entiende como factor de frecuencia el producto de frecuencia de conmutación por la anchura de la banda de histéresis de corriente en la que se va a permitir la conmutación de la corriente. El factor de frecuencia es constante para cada punto de funcionamiento de la máquina dependiendo únicamente de la posición relativa entre rotor y estator, velocidad y corriente como se muestra en la Figura 43.

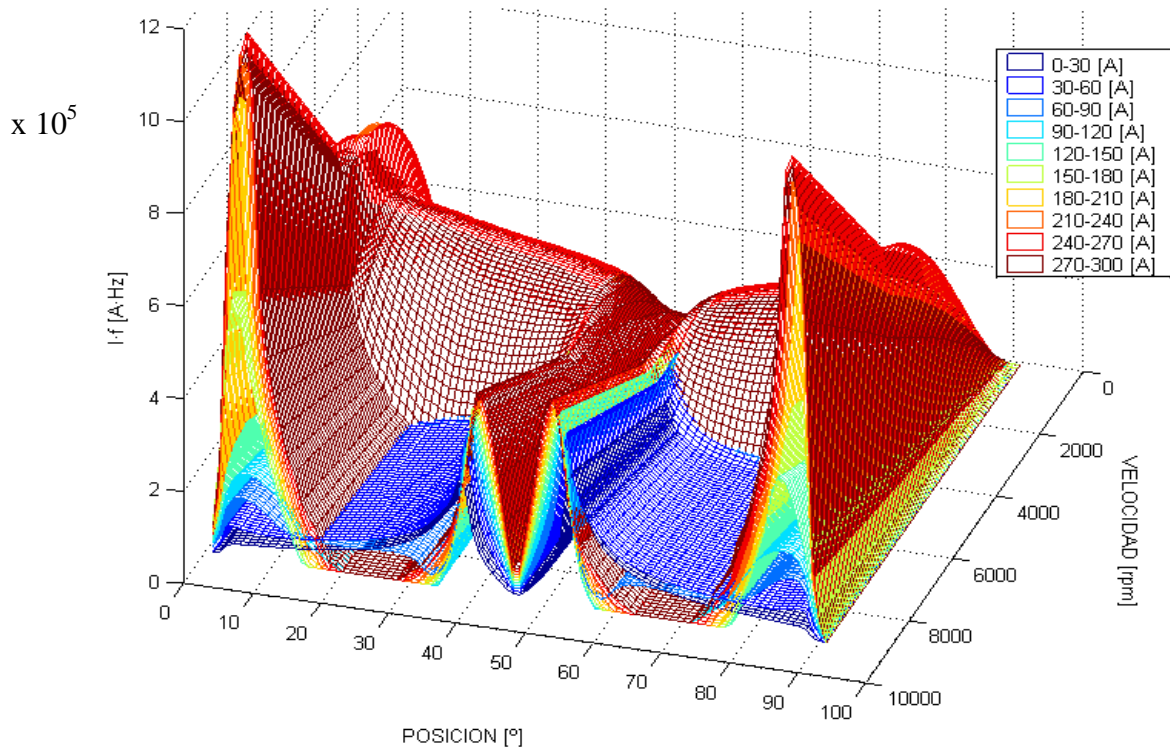


Figura 43 Factor de frecuencia para la máquina del prototipo Omega.

El factor de frecuencia esta relacionado con la derivada de la corriente. La figura 44 muestra dos evoluciones con distinta derivada de corriente dentro de la misma banda de histéresis de corriente.

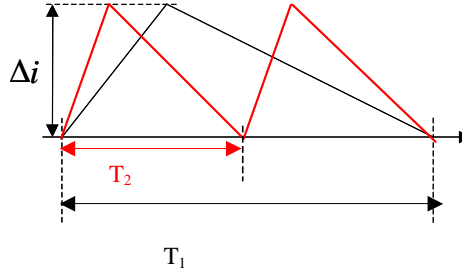


Figura 44. Factor de frecuencia  $k_f$  con derivadas de corriente fuertes y débiles.

La figura 45 se quedan definidas la diferentes zonas de trabajo de la máquina en función de la frecuencia de conmutación.

La máxima frecuencia de conmutación esta localizada en la zona donde la tensión se mantiene constante, independientemente de la velocidad. De la ecuación [67], considerando factor de frecuencia constante, se puede deducir la expresión [68].

$$k_f = f_c(w) \cdot \Delta i = C \cdot w - D \cdot w^2 \quad [68]$$

Derivando la expresión (9) respecto de la velocidad  $w$ , e igualando a cero dicha derivada, resulta la velocidad para la cual la frecuencia de conmutación es máxima, presentada en [69].

$$\frac{dk_f}{dw} = V_{dc} \cdot k - 2 \cdot w \cdot k^2 = 0 \rightarrow w_{(f_{c\_max})} = \frac{V_{dc}}{2 \cdot k} \quad [69]$$

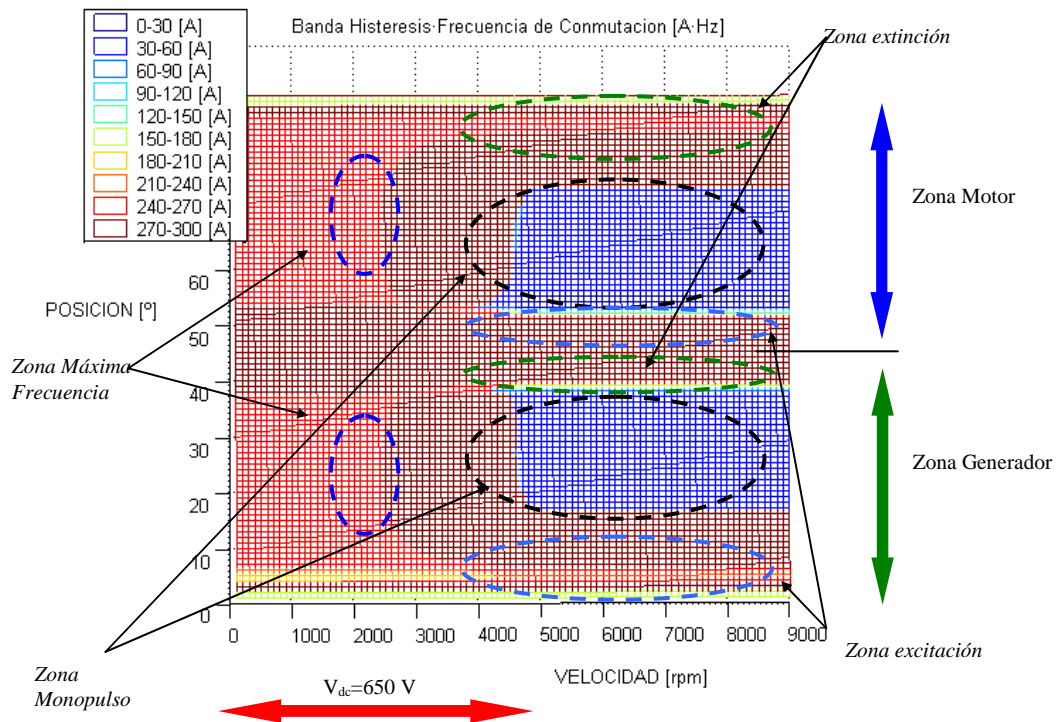


Figura 44 Zonas de trabajo para omega en función del factor de frecuencia.

Estos fenómenos se han comprobado mediante las simulaciones realizadas con el programa SABER. En él se ha introducido el modelo de la máquina de reluctancia conmutada que se va a utilizar. Dicho modelo se basa en la ecuación diferencial [50] que rige el comportamiento de la máquina y a partir de él se obtiene la intensidad de corriente que circularía por una fase de la máquina al aplicar una tensión  $V_{dc}$ , cuando la máquina gira a una velocidad angular  $w$ .

Analizando la expresión [68] tanto en el arranque como a 590 rad/s resulta una frecuencia de conmutación teóricamente cero. En la realidad, la frecuencia durante el arranque va depender de la importancia del término resistivo de la máquina, no considerado en las expresiones teóricas, siendo en cualquier caso baja esta influencia. En la zona donde la tensión es función de la velocidad, suponiendo que será posible alcanzar una condición de monopolso, según han demostrado los resultados de simulación, la frecuencia de conmutación sería igual a la de paso del rotor por cada polo de una misma fase. Además, habrá

que añadir un término  $\frac{1}{2}$  debido a que el convertidor va a ser bidireccional, es decir:

$$rpm \times 4 \text{ polos} \times \frac{1 \text{ min}}{60 \text{ seg}} \times \frac{1}{2(\text{bidireccional})} = f_{\text{monopulso}} [\text{Hz}] \quad [70]$$

La frecuencia máxima de monopulso a velocidad nominal (9000 rpm) es 300 Hz. Según queda reflejado en la figura 45, la máxima frecuencia de conmutación exigida se producirá en torno a 2500 rpm, siendo su factor de frecuencia de 0,267MA-Hz. cuando su corriente está comprendida entre 240-300 A. Esa velocidad resulta crítica en el funcionamiento de la máquina pero únicamente se va a cruzar esta zona en los procesos de arranque y frenado del almacenador, con lo que los efectos de máxima frecuencia de conmutación que se pudieran derivar del paso por esa zona van a durar unos pocos segundos. Además se tomará la precaución adicional de no trabajar en ese régimen de velocidad con la corriente nominal, puesto que no resulta necesaria ni durante el arranque ni durante la parada.

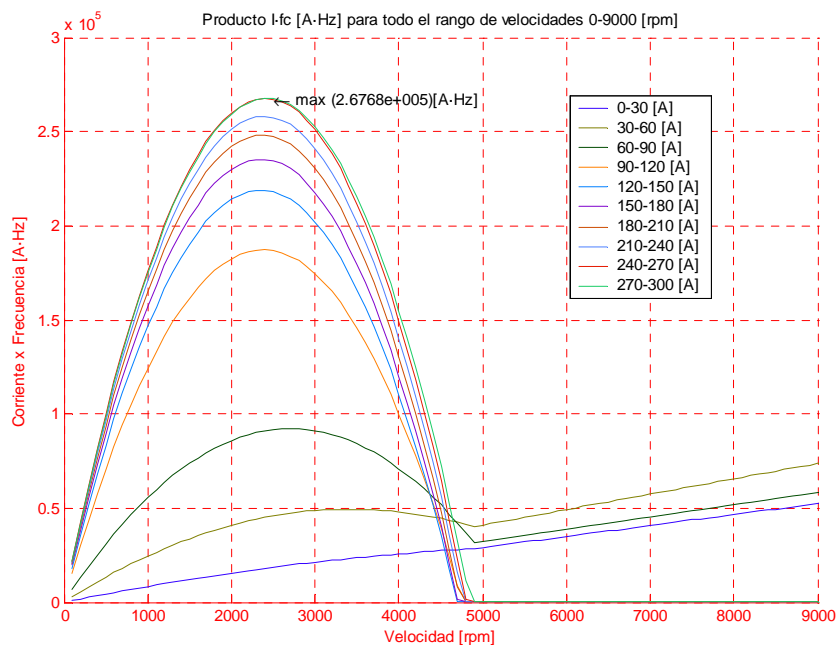


Figura 45 Factor de frecuencia para las zonas comprendidas entre 10-35° (generador) y 60-78° (motor).



La figura 46 muestra el efecto del nivel de corriente sobre la frecuencia de conmutación para una velocidad de 2500 rpm, y una banda de corriente constante de 50A. Se observa como la utilización de niveles de corriente bajos y un patrón de disparo ‘*alterno*’ favorecen la reducción del valor máximo de frecuencia de conmutación.

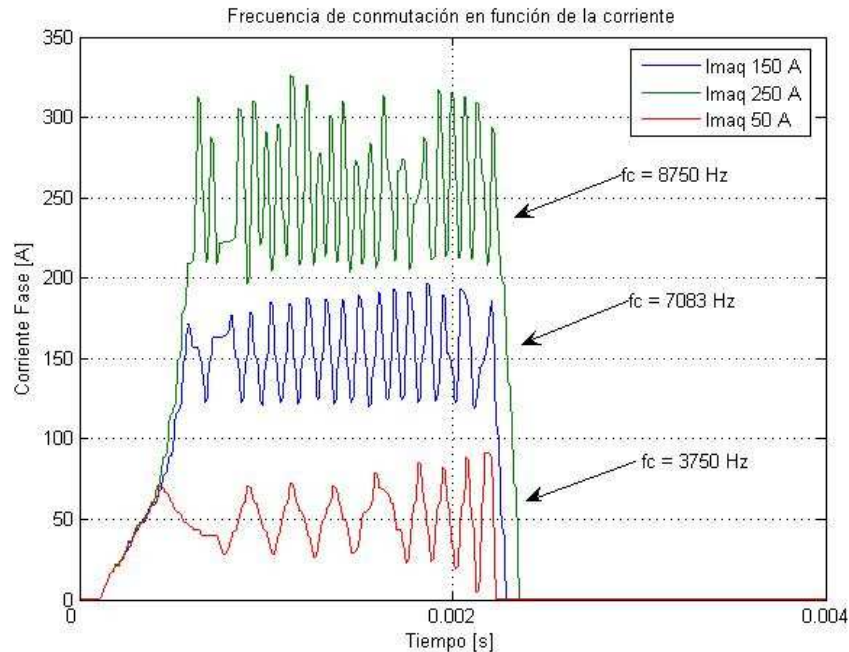


Figura 46. Forma de onda de corriente para distintas referencias de corriente a 2500 rpm Modo Generador.

La máxima corriente admisible por fase de la máquina es de 250 A cuando la máquina se encuentra en la situación de 50% de la energía total que es posible almacenar en el sistema. En esta situación la velocidad es  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  de la velocidad nominal, o sea 6364rpm.

En la figura 46 se puede ver la forma de la corriente a  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  de la velocidad nominal y con intensidad de corriente en el pulso igual a un valor nominal de 250A. La aplicación de tensión no produce siempre un crecimiento de la corriente sino que en un determinado momento provoca la estabilización de la misma, siendo nula la derivada de corriente, debido esto al término negativo de la expresión [50]. En esta situación y debido al fenómeno de funcionamiento en monopolso, la frecuencia de conmutación se reduce de

forma considerable para velocidades por encima de las 8200 rpm como quedó demostrado en la figura 45

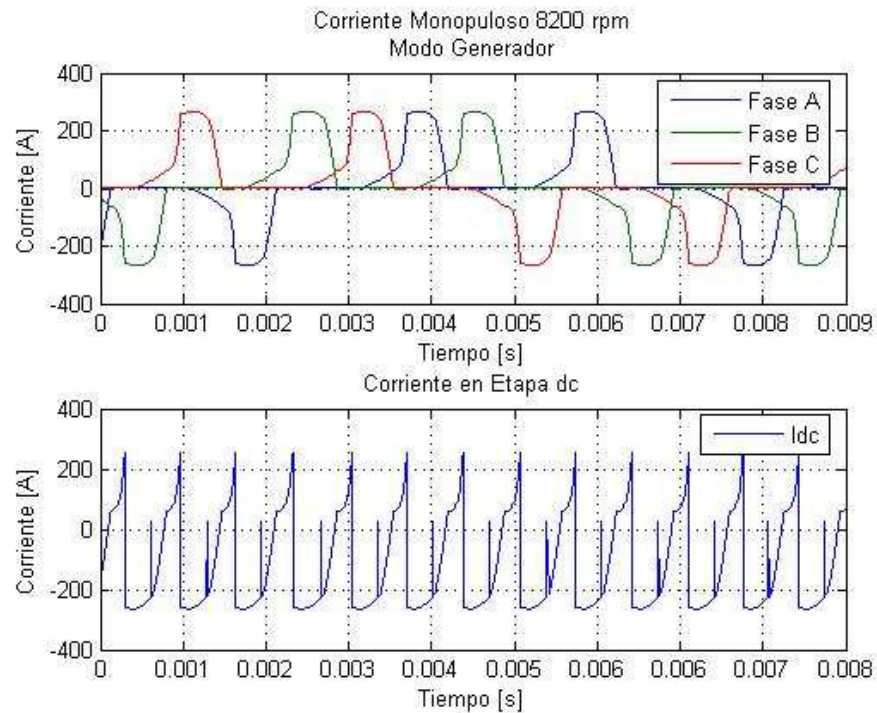


Figura 47. Forma de onda de corriente para distintas fases de la máquina y en la etapa de corriente continua a 8200 rpm Modo Generador.

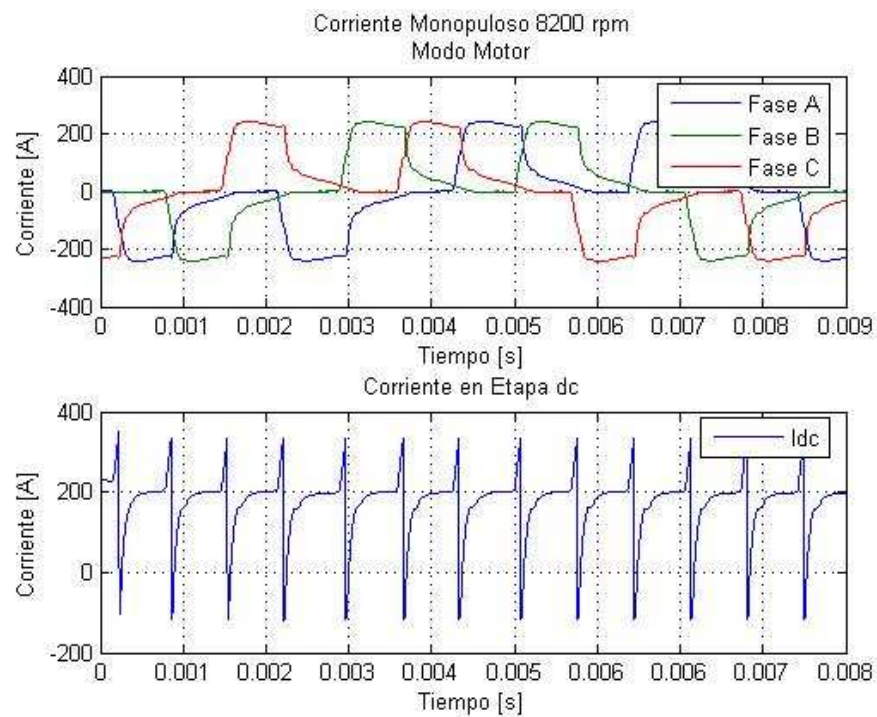


Figura 48. Forma de onda de corriente para distintas fases de la máquina y en la etapa de corriente continua a 8200 rpm Modo Motor.

Es importante tener en cuenta la situación que puede suceder en modo generador en la que la corriente no se puede controlar si empieza a crecer aunque se aplique tensión negativa debido a que el valor de tensión en la etapa de continua es inferior al que corresponde para esa velocidad. Así, tensiones menores a la correspondiente para ese punto de funcionamiento producen en la máquina sobrecorrientes que pueden llegar a ser peligrosas, al contrario que ocurre con tensiones en la etapa de continua excesivamente altas, donde en este caso, la corriente decrece, obligando a aplicar tensión negativa para excitar de nuevo la fase, y así alcanzar el valor deseado de corriente, de esta manera se producen conmutaciones adicionales que produciendo un aumento de pérdidas por conmutación en todos los elementos del sistema.

Por esta razón se ha de ajustar el comportamiento de la máquina y el rizado de la tensión de continua con objeto de que la corriente evolucione como mucho en una situación de derivada nula, dando lugar a un funcionamiento en monopolso.

En la figura 49 se muestra el comportamiento de la corriente en modo generador frente a diferentes niveles de tensión.

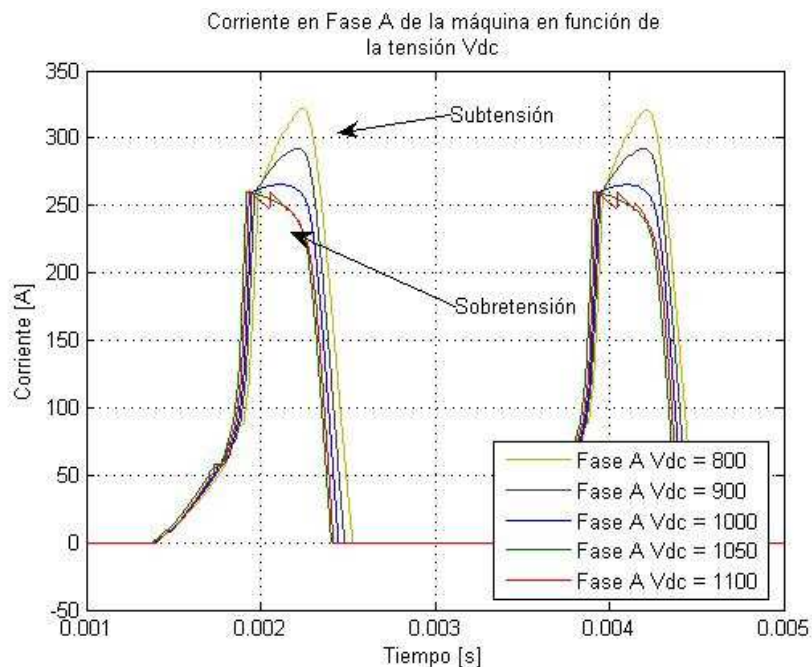


Figura 49. Efecto de la tensión en Modo generador a Corriente y 8200 rpm

Al igual que, en modo Generador, en modo Motor y en condición de monopolso habrá una tensión de continua para la cual la derivada de la corriente en el monopolso se hace nula, en este punto la forma de onda es estable, y no es necesario la aplicación de tensión nula o negativa para controlar la corriente dentro de los límites establecidos, pero al contrario que sucedía en modo Generador, en modo motor un exceso de tensión en la etapa de continua provoca un aumento de la corriente, obligando a realizar conmutaciones extras para poder mantener la corriente de la máquina dentro de la banda fijada. Por el contrario un defecto de tensión en la etapa de continua genera una caída de corriente, y en consecuencia una pérdida de par motor. Como sucedía en modo Generador para cada velocidad habrá un valor de tensión continua óptimo en el cual se reducen las conmutaciones y la potencia obtenida es la deseada.

En la siguiente figura se muestra el efecto de la tensión de continua sobre las corrientes de la máquina en modo Motor.

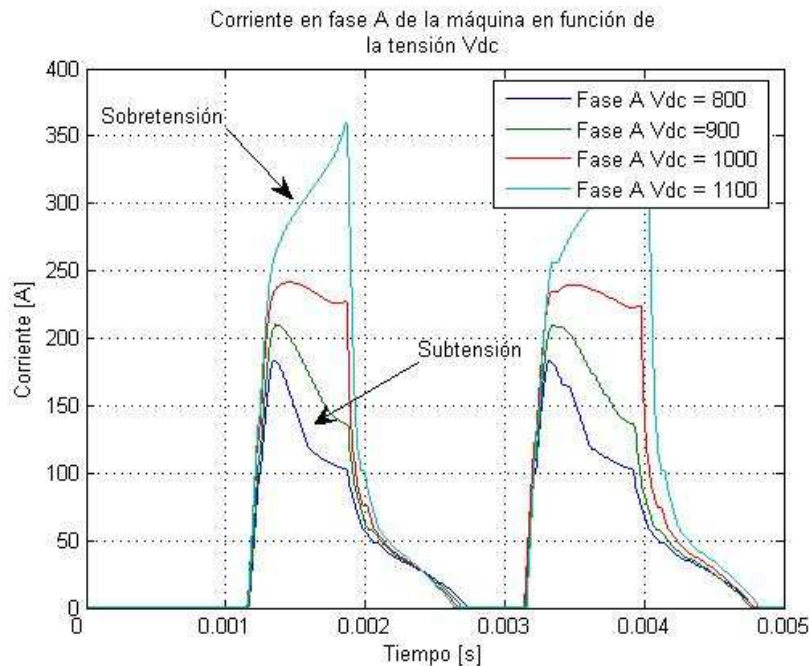


Figura 50. Efecto de la tensión en Modo Motor a Corriente y 8200 rpm

Como conclusión a este estudio, se ha determinado que la condición más desfavorable se produce tanto en modo motor como en modo generador cuando la velocidad está en torno a las 2500rpm (como se dedujo del estudio

teórico). En esta zona, la frecuencia de conmutación media es máxima y el factor de frecuencia esta en  $0,267 \text{ MA} \cdot \text{Hz}$  cuando se elige una corriente máxima de 250A (corriente máxima) entiéndase como corriente máxima el límite superior de los picos de conmutación. Los resultados obtenidos de la simulación presentan valores máximos de frecuencia de 4kHz eligiendo una banda de histéresis de anchura 25A. Reduciendo el valor de corriente a 100 A y manteniendo la anchura de la banda de histéresis, se consigue reducir la frecuencia de conmutación hasta los **1.8 kHz** que se han considerado como máxima frecuencia instantánea.

### 8.3 Regímenes de Funcionamiento. Modos Motor y Generador.

La misión del convertidor del lado de la máquina es alimentar cada una de las fases de la máquina durante un período determinado, dependiendo de la posición del rotor, y con el nivel de corriente necesario para mantener constante la potencia, en torno a un valor establecido como referencia. La elección del modo de funcionamiento, motor o generador, dará lugar a la descarga o carga respectivamente del condensador de continua.

La elección de la fase que debe estar activa en cada instante viene determinada mediante un disco ranurado y un sensor óptico que proporciona información al sistema de control mediante un bit, indicando si debe activarse la fase 1, la fase 2 o la fase 3.

El nivel de corriente y el modo de funcionamiento con el que se debe actuar en cada instante depende de la energía que se pretenda introducir o sacar del sistema mecánico. La variable que va a indicar esto es la potencia medida en la red. Un regulador proporcional-integral dará lugar a la intensidad de corriente necesaria para mantener el nivel de potencia en la red alrededor de un cierto valor de referencia.

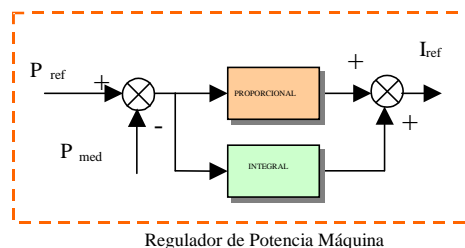


Figura 51. Regulador de potencia en la máquina.

Pero no sólo la corriente es capaz de modificar el funcionamiento electromecánico de la máquina. En este tipo de máquina existen cinco variables sobre las que se puede actuar para obtener distintas condiciones de funcionamiento:

1. **Corriente máxima.** Es el nivel de corriente máximo que se permite en cada fase.
2. **Ángulo de encendido.** Marca el instante o la posición en el que se aplica el encendido de la fase.

3. **Ángulo de apagado.** Marca el instante o la posición en el que se aplica el apagado de la fase.
4. **Ancho de banda de corriente.** Marca el margen de corriente sobre el que se deja variar la corriente en una fase.
5. **Tensión de continua.** Es el valor de tensión con el que la máquina debe ser alimentada para conseguir la condición de monopolso.

Para alcanzar el punto óptimo de funcionamiento se ha de buscar un compromiso entre las pérdidas generadas en el conjunto máquina-convertidor y la estabilidad en el par rotórico generado.

Para ello se buscará en todo momento y siempre que sea posible trabajar en modo de monopolso, para ello, como se vio en puntos anteriores, será necesario que la tensión de la etapa de continua se adecue en función de la velocidad. El valor de tensión en la etapa de continua nunca deberá ser menor que el máximo valor de tensión alterna en la red ( $V_{dc} \geq V_{a\alpha} \sqrt{2}$ ), habiéndose establecido como límite un nivel de tensión que asegure el correcto funcionamiento del inversor de red. Este valor de tensión se ha fijado en 650 V.

En primer lugar se pueden establecer dos condiciones de funcionamiento básicas para la máquina: Funcionamiento en modo motor y funcionamiento en modo generador, dentro de las cuales se engloban todas las demás situaciones que se puedan plantear para el sistema.

### 8.3.1 Funcionamiento en modo Motor

La situación ideal sería obtener un pulso de corriente cuadrado mediante un único pulso de tensión, pero la realidad es otra; debido a que la inductancia en la máquina no es constante en las zonas de excitación y extinción, el pulso de corriente no es totalmente cuadrado. Por ello es necesario adelantar el ángulo de apagado y así evitar zonas en las que la frecuencia de conmutación necesaria para mantener la corriente dentro de la banda de histéresis es alta. En la figura 30 se muestra la forma de corriente para diferentes ángulos de adelanto de apagado de la fase.



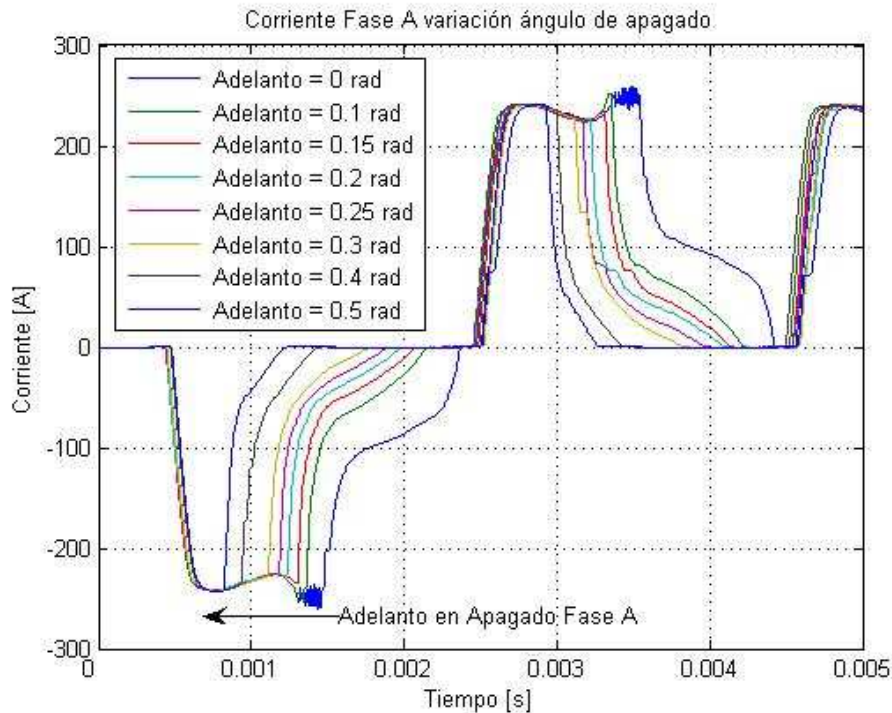


Figura 52. Corrientes en una fase con ángulos de adelanto en el apagado en modo Motor para 0, 0.1, 0.15, 0.2, 0.3, 0.4 y 0.5 radianes (8200 rpm).

Un ángulo de apagado excesivo genera en la máquina un hueco de par. Por el contrario, un ángulo de apagado nulo o demasiado pequeño genera en la parte de extinción de la corriente un par negativo que reduce la eficacia de la máquina. La extinción de la corriente es lenta al contrario que la excitación, debido a que la derivada de la corriente en la zona de extinción es muy baja para bajas corrientes, prolongándose en exceso el periodo de extinción e invadiendo la zona de inductancias crecientes (que corresponden al modo de funcionamiento como generador). Para evitar este efecto y como resultado de las simulaciones realizadas con MATLAB, se ha concluido con que el ángulo de apagado debe adelantarse en 0,13 radianes.

En la gráfica siguiente se muestra la posición correcta de encendido-apagado de las fases para conseguir el menor hueco de par cuando este es máximo a 8200 rpm para obtener una potencia de 120kW.



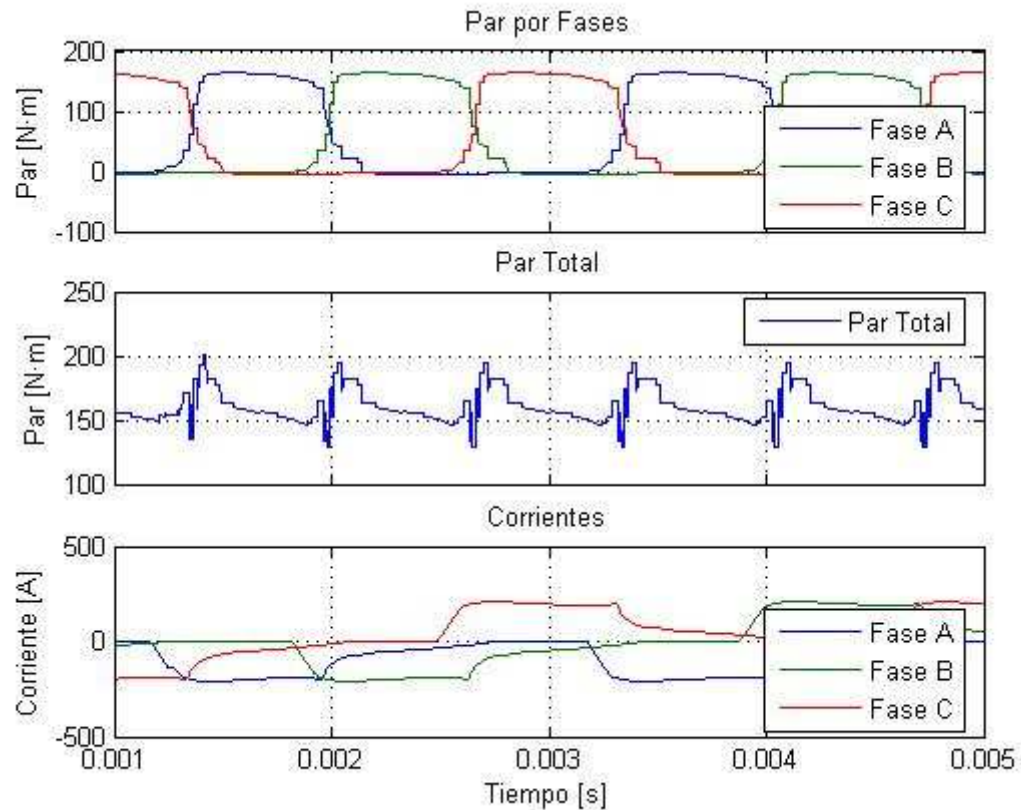


Figura 53. (a) Par generado por cada Fase. (b) Par Total (c) Corrientes con ángulos de adelanto en el apagado de 0,13 rad y encendido de ,02 rad en modo Motor (8200 rpm).

Para conseguir un par lo más constante posible durante el mayor tiempo posible, para cualquier rango de corriente y bajo la condición de monopolso, será necesario además mover el ángulo de retardo en el encendido, de esta manera el hueco de par se reduzca y la máquina esté en condición de monopolso para cualquier rango de corriente. La figura 54 muestra la evolución del par en la máquina para distintas condiciones de ángulo de encendido-apagado en la fase.

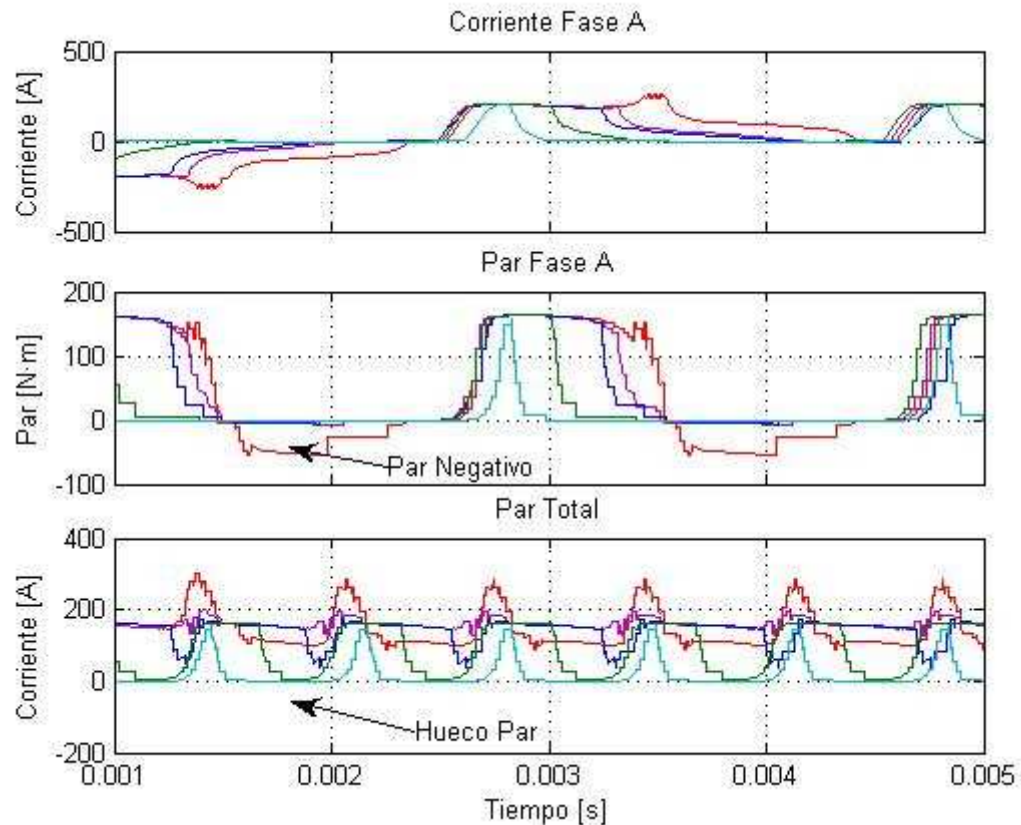


Figura 54. Corrientes y par en una fase con distintos ángulos de retardo en el encendido.

El ángulo de retraso en el encendido también interviene en la corrección de la forma de onda de la corriente en modo motor para así, obtener el mayor par máximo y el menor hueco de par posible.

El retraso en el ángulo de encendido genera recortes en la zona de excitación de la corriente lo que conlleva llegar a la zona de monopolso con una corriente más pequeña, de esta manera se controla la potencia de motorización de la máquina en la zona de monopolso sin necesidad de recurrir al control de banda de histéresis, esta es una manera sencilla de controlar la potencia de la máquina. En la figura siguiente se muestra la influencia del ángulo de encendido sobre la corriente en una de las fases de la máquina.

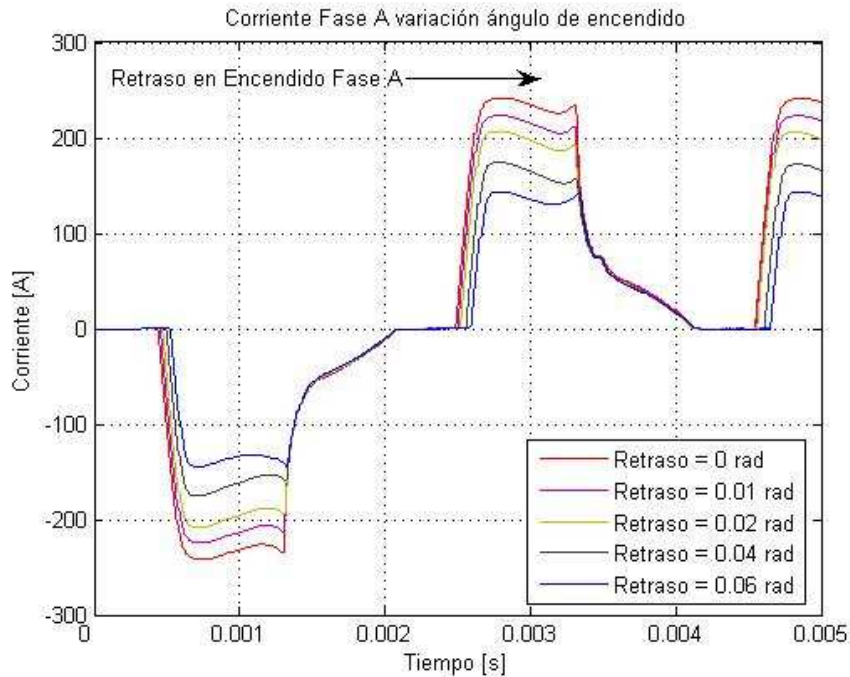


Figura 55. Corrientes en una fase con distintos ángulos de retardo en el encendido.

### 8.3.2 Funcionamiento en modo Generador

Al igual que en modo motor, la situación ideal sería obtener un único pulso de corriente, manteniendo el par constante durante el mayor tiempo posible cumpliendo la condición de monopulso.

Un adelanto en el ángulo de apagado produce un acortamiento del ancho del pulso de corriente, con lo cual se reduce la potencia media generada por el sistema y un aumento en el rizado del par total, llegándose a obtener un par pulsante.

En la siguiente figura se muestra el resultado de adelantar el ángulo de apagado de las fases. Este adelanto es necesario para evitar la entrada del rotor en zonas de alta derivada de corriente que se traduce en una conmutación excesiva en la corriente, que genera situaciones límite de resistencia de conmutación en los elementos semiconductores. Al igual que sucedía en el modo motor en modo generador el hueco de par total se puede eliminar mediante una selección correcta en el ángulo de encendido. Según las simulaciones realizadas en MATLAB estos ángulos, tanto los de encendido

como los de apagado, son de 0,1 rad de adelanto para el apagado y de 0,1 rad de adelanto para el encendido.

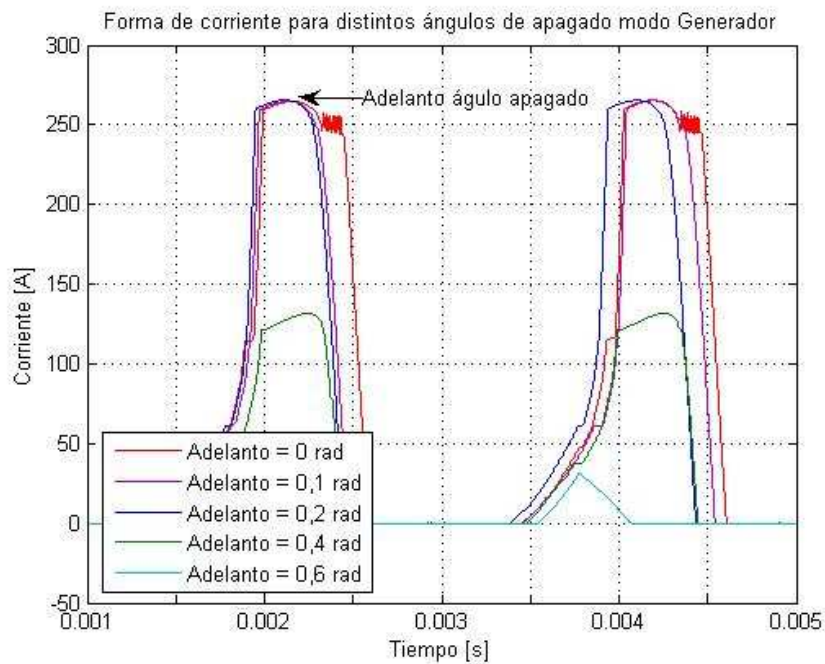


Figura 56. Corrientes en una fase con distintos ángulos de adelanto en el apagado.

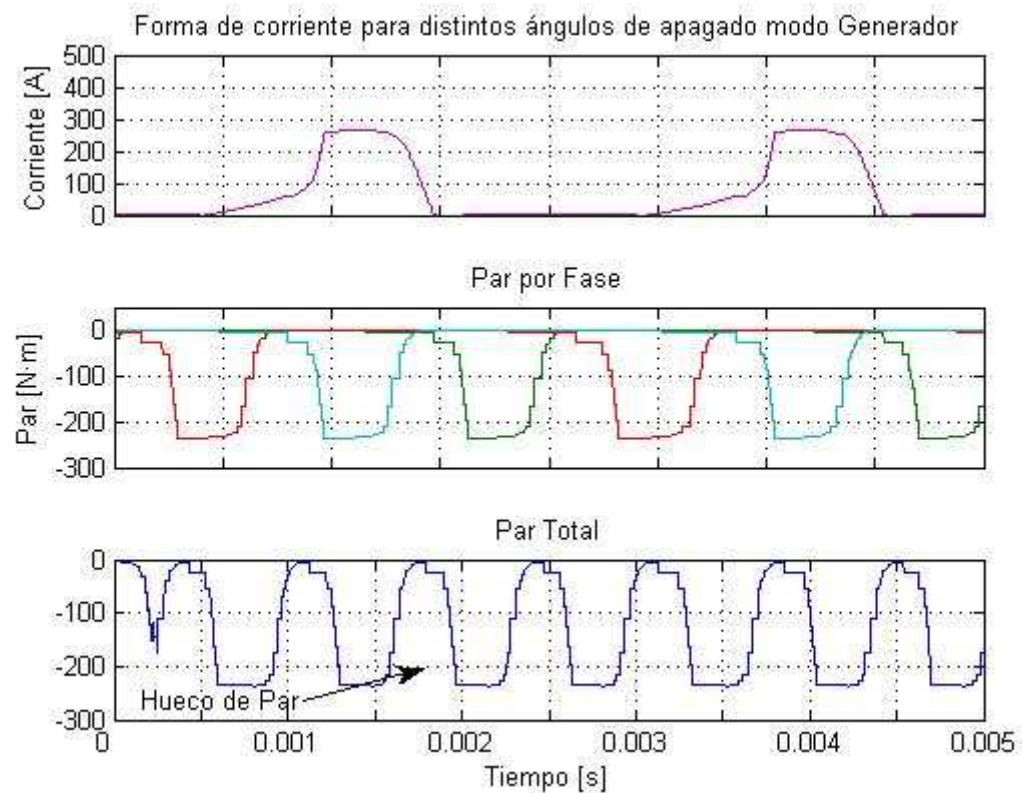


Figura 57. Corrientes en una fase para un ángulo de adelanto en el apagado.

### 8.3.3 Situaciones de Funcionamiento del Sistema.

Considerando el funcionamiento global del sistema de almacenamiento se plantean cuatro situaciones de trabajo para el mismo:

1. Arranque del sistema, desde situación de reposo.
2. Recuperación de la velocidad nominal, cuando por rozamiento reduce su velocidad por debajo de un cierto límite inferior.
3. Descarga de potencia, según las necesidades del consumo que está cubriendo el almacenador cinético.
4. Parada del sistema, que se realizará cada cierto tiempo, según las especificaciones pertinentes o en una situación de fallo o emergencia.

Antes de entrar a considerar cada una de esas situaciones en detalle, se tendrá en cuenta una serie de análisis previos. En primer lugar, el perfil de frecuencias de conmutación, intensidad y potencia que quedan establecidos en todo el rango de velocidad de funcionamiento, de forma que el sistema trabaje de la forma más adecuada posible. La figura 58 presenta estas zonas, que se pueden separar en:

- Zona de funcionamiento a corriente constante con  $I=100A$ , donde se elige una corriente menor para reducir las pérdidas, ya que es la zona donde se produce la frecuencia de conmutación máxima.
- Zona de funcionamiento a corriente constante con  $I=250A$ , donde se acelera o frena con la corriente nominal, una vez pasada la zona de alta frecuencia de conmutación.
- Zona de funcionamiento nominal, a potencia constante, entre la velocidad que corresponde al 50% de la energía y la velocidad nominal.

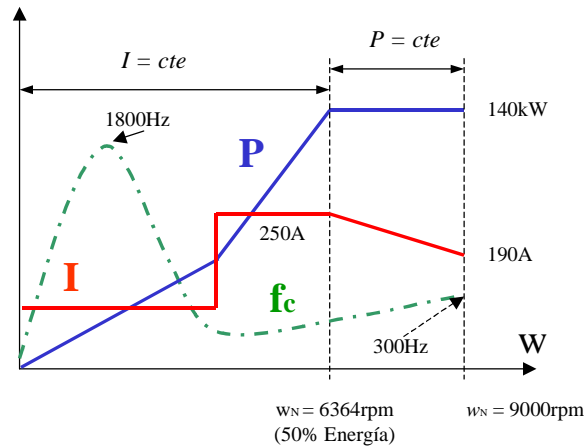


Figura 58. Zonas de funcionamiento a corriente constante y a potencia constante.

La zona denominada de funcionamiento nominal comprenderá el rango de velocidades entre la velocidad nominal, 9000rpm, que supone el 100% de la energía y la velocidad relacionada con el 50% de la energía, es decir,  $\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \omega_n$ , siendo  $\omega_n$  la velocidad nominal ya que la energía viene dada por la expresión [71]. Este valor de velocidad resulta 6394rpm.

$$E = \frac{1}{2} \cdot J \cdot \Omega^2 \quad [71]$$

El Sistema de Almacenamiento tiene que ser capaz de dar la potencia nominal en un rango de velocidad desde la nominal hasta la que supone el 50% de la energía almacenada máxima. Esto quiere decir que si para dar la potencia nominal a la velocidad nominal de 9000 rpm necesita una corriente de 190A (considerando  $I_{max}=190A$ ), para dar la potencia nominal a 6394 rpm, necesita 250A ( $I_{max}=250A$ ).

### 8.3.3.1 Arranque del sistema.

En este proceso, se fijará el modo de funcionamiento en modo motor hasta que la velocidad de giro alcance un valor mínimo, alrededor de las 6500rpm, no pudiendo actuar como generador a menos que se aplique una parada de emergencia.

Como se comprobó en el desarrollo teórico y mediante las simulaciones con MATLAB, la frecuencia de conmutación en el arranque es baja debido a que la corriente se extingue en la fase únicamente por efecto de la resistencia

interna. Puede resultar importante la derivada inicial de corriente que depende de la tensión continua aplicada y del término de variación de enlaces de flujo con la corriente. El arranque se producirá a corriente constante en dos tramos: En el primero de ellos, el nivel de intensidad de corriente establecido desde  $w = 0$  hasta una velocidad estimada de 4500-5000rpm, será de 100A. Según la figura 45, es cuando la zona de alta frecuencia de conmutación desaparece. A partir de ahí, un segundo tramo donde el nivel de corriente se establece en la corriente nominal, 250A, hasta el punto de 50% de la energía. A partir de ese punto, la corriente se reduce hasta la situación de velocidad nominal, manteniendo la condición de potencia constante. La duración del proceso de arranque se ha estimado en 90 segundos.

La figura 59 muestra distintos perfiles de arranque del sistema, manteniendo constante la corriente de  $w=0$  hasta el 50% de la energía y con los dos escalones de corriente citados antes.

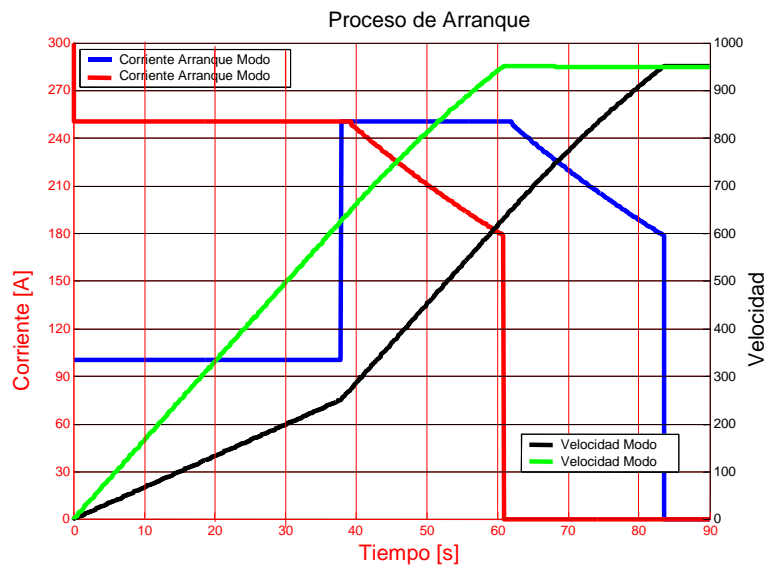


Figura 59. Procesos de arranque del sistema.

### 8.3.3.2 Recuperación de la velocidad nominal,

Al alcanzar la velocidad nominal, se producirá la parada del convertidor del lado de la máquina, manteniendo activo el convertidor de conexión a red con objeto de controlar la tensión continua en el valor adecuado que permita que el sistema entre a trabajar en cualquier momento que se le solicite.

Como consecuencia del rozamiento mecánico del rotor, el almacenador va a perder velocidad con el paso del tiempo (este tiempo dependerá del nivel de rozamiento que se consiga en los rodamientos dentro de la atmósfera de vacío en el que se encuentra el rotor). Cuando se llega a una velocidad mínima, estimada en la que se relaciona con el 90% de la energía total que se puede almacenar, esto es 8700rpm, se conectará el convertidor de la máquina en modo motor para acelerar de nuevo.

El tiempo de recuperación se ha estimado en 4 segundos.

### 8.3.3.3 Descarga de potencia.

Una vez que la máquina se encuentra en la zona de funcionamiento nominal, el bucle de control de velocidad queda a merced de un segundo bucle de control de potencia que examina las necesidades de potencia del sistema y pasa a entregar potencia, como muestra la figura 56.

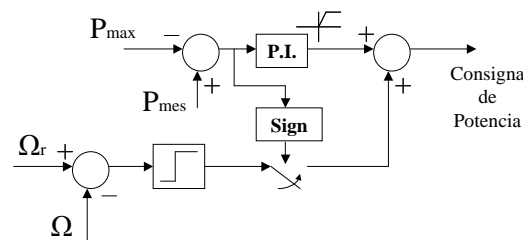


Figura 56. Bucle de control del sistema. Lazo de velocidad y de potencia

El sistema va a trabajar siempre en modo generador, descargando su energía en forma de potencia, según sea solicitada desde la carga. El tiempo de descarga depende del perfil de potencia solicitado. Se ha estimado en 25 segundos si proporciona en todo momento la potencia nominal. En el instante en el que se llega a la velocidad límite inferior de 6364rpm, el sistema deja de proporcionar potencia y no se descarga más. Queda conectado a la red, manteniendo la tensión continua constante.



#### **8.3.3.4 Parada del sistema.**

El sistema se considerará conectado a la red la mayor parte del tiempo, aunque la máquina no esté intercambiando potencia con la misma. No obstante, será necesaria una maniobra de parada del sistema, ocurriendo ésta bien por una operación programada del sistema o bien por un fallo o necesidad de parada de emergencia.

El frenado se realizará fijando el modo de funcionamiento en modo generador. En principio, volcando la potencia a la red a través del convertidor de red y si esto no es posible desconectando el convertidor de conexión a red y volcando la energía almacenada sobre unas resistencias de descarga a través de un 'chopper'.

El perfil de frenado del sistema es justamente el opuesto al de arranque del mismo, con los mismos tiempos de operación.

La figura 57 muestra un perfil de comportamiento del sistema durante 2500 segundos de operación.

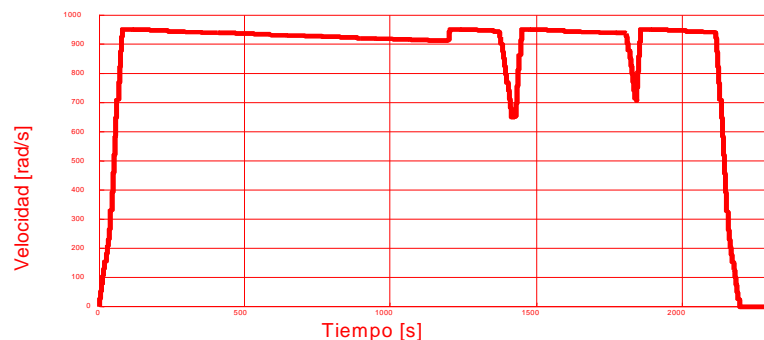


Figura 57. Perfil de operación del sistema.

En primer lugar se produce el arranque del sistema. Al llegar a velocidad nominal, la máquina queda desconectada y su velocidad empieza a caer debido al rozamiento. Llegado al límite de 90% de la energía se produce una recuperación de la velocidad nominal. A continuación se pueden observar varias descargas solicitadas por la carga para terminar con una parada del sistema.

Existen otras situaciones que se pueden presentar y que pueden afectar al funcionamiento del sistema, por lo que deben ser previstas:

*Funcionamiento a sobrevelocidad y sobretensión.*

En principio, no es probable que el sistema haga crecer su velocidad por encima de la nominal porque el sistema va a consumir potencia de la red únicamente para “cargarse” de energía. De esta forma, al llegar a su velocidad nominal no seguirá consumiendo potencia. De cualquier forma, debe estar considerada esta posibilidad en el sistema de control y se obligará al sistema a funcionar en modo generador, con lo que la velocidad se verá reducida.

Cabe la posibilidad de que la tensión continua supere el valor máximo permitido por el convertidor y pueda ser peligroso para los dispositivos que lo componen. Esto puede ser debido a un funcionamiento defectuoso del sistema de control que regula dicho nivel o porque el sistema mecánico no es capaz de absorber más energía. En este caso, un troceador de corriente continua (chopper) será utilizado, ajustado a una tensión por encima de la de regulación y un relé de tensión máxima será igualmente dispuesto y ajustado a una tensión por encima de la regulación del chopper, para desconectar el funcionamiento del convertidor cuando alcance valores de tensión peligrosos.

#### 8.4 Convertidor de conexión a red.

El convertidor de conexión a red va a ser el encargado de intercambiar con la red la potencia eléctrica obtenida o aportada sobre la máquina.

El convertidor de lado red estará compuesto por un puente H como el mostrado en la figura 58 y una inductancia de acoplamiento para el filtrado de la corriente de salida.

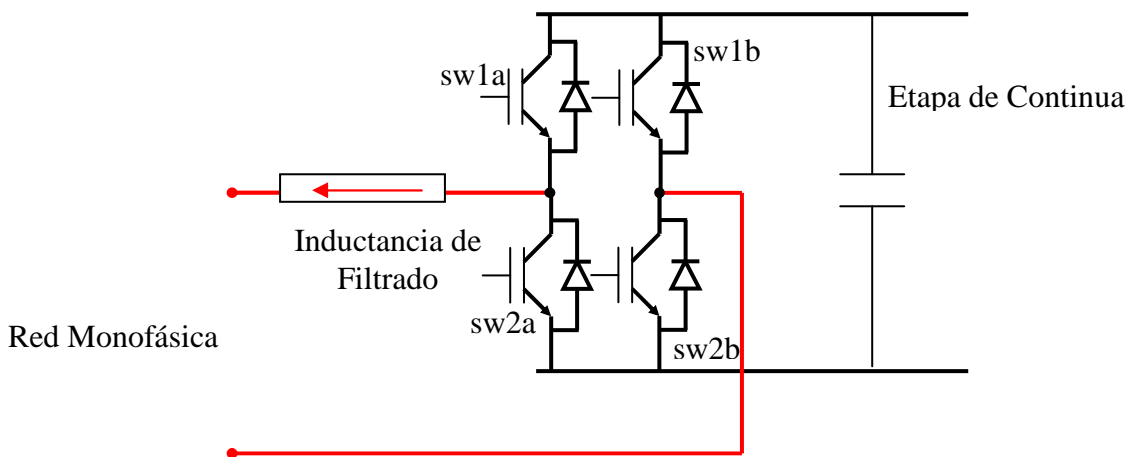


Figura 58. Disposición del convertidor de conexión a red formado por un puente H. Conexión a la red mediante bobina de filtrado.

La consideración más importante para el diseño del convertidor de conexión a red es conocer la potencia que va a tener que transferir desde o hacia la red para hacer funcionar a la máquina de reluctancia en todos sus regímenes. Para ello se ha determinado cual es la condición más desfavorable en la máquina, desde el punto de vista del consumo de potencia y del rizado de la tensión continua. Después de haber realizado las simulaciones con el modelo de máquina, presentadas en el capítulo anterior, se ha determinado que la condición más desfavorable se presenta cuando la máquina se encuentra en un rango de velocidades comprendido entre 6364-9000 rpm donde funcionará a la máxima potencia 140kVA.

Las simulaciones de los convertidores de conexión a red se han realizado con la herramienta MATLAB, con objeto de determinar las características de la inductancia de salida, trabajando con una frecuencia

aceptable en los convertidores y obteniendo en el lado de red una distorsión armónica menor al 5% en las corrientes.

La red donde se ha de conectar el sistema es una red monofásica de 380V, por lo que se ha de utilizar un puente monofásico en H, los niveles de tensión en la etapa de continua estarán comprendidos entre 650-1100V, pudiendo utilizar de esta forma dispositivos con niveles de aislamiento convencional. Como contrapartida, los niveles de intensidad de corriente resultantes son elevados.

La misión del convertidor de conexión a red es establecer las corrientes necesarias para dar lugar a unos valores de P y Q, de acuerdo con unas ciertas consignas que procederán de un sistema de control externo. Como consecuencia de este intercambio de potencia se modificará la tensión en la etapa de continua y el convertidor de red trabajará en consecuencia para mantenerla en torno a su valor de referencia.

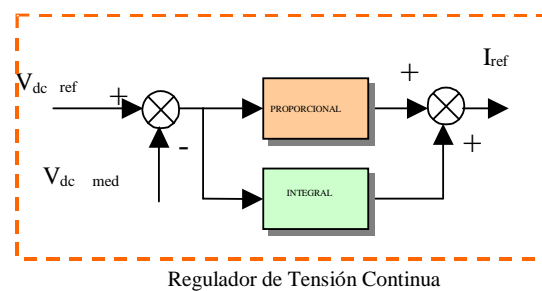


Figura 59. Regulador de tensión continua en la máquina.

El control del convertidor de conexión a red puede plantearse de distintas formas, con objeto de optimizar el comportamiento del sistema. En principio y para definir una solución base, se ha propuesto un control directo de la corriente mediante banda de histéresis. Para realizar dicho control son deseables medidores de corriente y tensión con precisión y velocidad de respuesta elevadas y de acuerdo con las frecuencias de conmutación de los semiconductores utilizados.

Se utiliza un sistema de control en corriente sencillo, con banda de histéresis de anchura variable, para analizar el funcionamiento. Visto que la distorsión armónica que resulta es importante y que hay que ir a frecuencias de conmutación elevadas, se ha decidido mejorar la estrategia de disparo, utilizando un sistema donde se dispone de la tensión cero que es posible

aplicar en esta topología, con lo que la frecuencia de trabajo se reduce por lo menos a la mitad (quizá más, porque la evolución de la corriente es más suave cuando se emplea la aplicación de la tensión nula) y además queda aplicada una menor derivada de tensión sobre los semiconductores.

Se ha utilizado un algoritmo basado en una doble banda de histéresis, procedente de los estudios desarrollados para convertidores multinivel, en los cuales es posible la aplicación de una tensión nula en cada rama del convertidor por lo que la tensión nula se utiliza unas veces para hacer crecer a la corriente y otras veces para hacerla decrecer. .

Utilizando la estrategia de doble banda en el control del convertidor de conexión a red, es importante la elección del punto en el que se producirá el cambio de banda de conmutación. Esto va a afectar a la frecuencia de conmutación media del convertidor, produciendo zonas de conmutaciones con elevada frecuencia en la zona de cambio de banda, si los parámetros del sistema no están perfectamente ajustados.

De cualquier forma, en la etapa de puesta en marcha del equipo es recomendable realizar un último ajuste experimental de los parámetros que deciden sobre el punto de cambio de la banda de conmutación, con objeto de optimizar tanto la forma de onda de las corrientes de salida como el valor de frecuencia media de conmutación que afecta a las condiciones de refrigeración del equipo.

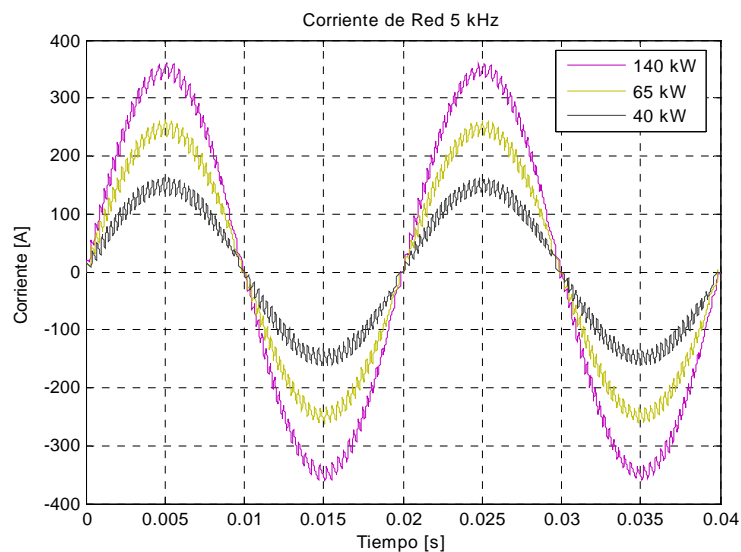


Figura 60. Corrientes en la red para diferentes consignas de potencia en la máquina, utilizando estrategia de doble banda variable.

En la simulación se ha desarrollado un regulador para mantener la tensión en el valor proporcional a la velocidad de giro  $V_{dc}=1.2\omega$  de forma que para una determinada sollicitación desde la etapa de continua, el sistema se ve obligado a absorber una cierta corriente alterna desde la red. Considerando la peor condición de sollicitación de potencia en la máquina con una corriente por fase de 250 A y una tensión en la etapa de continua de 800 V, se ha conseguido estabilizar el sistema consumiendo de la red una intensidad de 370A, con una tensión alterna de 380V. Esto quiere decir que el dimensionado de potencia del convertidor está en 140 kVA.

Para reducir el rizado de la corriente y por tanto para reducir la distorsión armónica de la misma es necesario añadir una inductancia de filtrado adicional. Se llegará a un compromiso entre la frecuencia de conmutación, la inductancia de la bobina a colocar y la distorsión armónica obtenida.

Como resultado de las simulaciones realizadas, haciendo trabajar al convertidor con una frecuencia de conmutación media de 2,5 kHz y una frecuencia máxima de 5 kHz, para obtener una distorsión armónica de un 5% es necesario colocar a la salida del mismo una bobina con una inductancia de 1,5mH.

La tabla 5 presenta las especificaciones eléctricas de los convertidores, considerando los estudios previos que se han explicado en el presente documento y teniendo en cuenta las limitaciones técnicas admisibles de diseño

<i>CONVERTIDOR MÁQUINA</i> <i>(Para cada unidad)</i>	
<i>Valor medio en el pulso de corriente nominal</i>	<i>42A</i>
<i>Pico máximo de corriente</i>	<i>250A</i>
<i>Tensión continua</i>	<i>1100V</i>
<i>Tensión continua máxima</i>	<i>1200V</i>
<i>Frecuencia a 9000 rpm</i>	<i>300Hz</i>
<i>Frecuencia máxima (2500 rpm)</i>	<i>1800Hz</i>

<i>CONVERTIDOR RED</i> <i>(Suponiendo un único convertidor)</i>	
<i>Corriente Nominal RMS</i>	<i>370A</i>
<i>Valor máximo de corriente</i>	<i>570A</i>
<i>Frecuencia media de trabajo</i>	<i>500Hz</i>
<i>Tensión alterna</i>	<i>380V</i>
<i>Inductancia de salida</i>	<i>1,5mH</i>
<i>Potencia Máxima</i>	<i>140kVA</i>
<i>Tensión continua</i>	<i>1100V</i>
<i>Tensión continua máxima</i>	<i>1300V</i>
<i>Distorsión armónica a la salida del convertidor 140 kVA.</i>	<i>4,8%</i>
<i>Capacidad total en la etapa de continua.</i>	<i>10mF</i>

Tabla 5. Especificaciones de diseño para los convertidores de la máquina y de conexión a red.

## **9 Descripción de la estrategia de control en corriente mediante la técnica de doble banda de histéresis.**

Las características necesarias en este tipo de accionamientos requiere de una topología capaz de obtener una baja distorsión armónica en la corrientes de red. La topología elegida es la puente completo. Originalmente la estrategia en fuente de corriente para tres niveles de tensión fue desarrollada para inversores multinivel trifásicos, posteriormente fue modificada para puentes completos monofásicos.

En este capítulo se describe, como aportación original, una técnica de control en corriente para convertidores de tres niveles de tensión, mediante bandas de histéresis, con la que se controlará de forma directa la corriente y la potencia entregada a la red.

La estrategia de control con doble banda de histéresis que se presentará a continuación, es una extensión del control en corriente de convertidores en fuente de tensión convencionales, de 2 niveles de tensión, mediante el método de banda de histéresis. Esta técnica ha sido la más utilizada en convertidores, debido principalmente a su simplicidad, robustez y a la exactitud lograda en el control de la corriente.

En el caso de un convertidor electrónico de potencia en puente completo H, esta técnica consiste en comparar la corriente que circula por la fase con una corriente de referencia, procedente del control. En este tipo de convertidor electrónico de 3 niveles de tensión se puede definir un control en corriente a través de una doble banda de histéresis, capaz de aplicar en cada momento el nivel requerido de tensión, entre los tres niveles posibles:  $+V_{dc}$ , 0 y  $-V_{dc}$ , siendo  $V_{dc}$  la tensión de la etapa de continua.

La topología de un puente H completo se muestra en la figura 61.

La utilización de la estrategia desarrollada en el contenido de este documento no es sólo susceptible de ser utilizada en convertidores multinivel, sino que puede resultar adecuada para otras topologías de convertidores que permiten la posibilidad de aplicar más de dos niveles de tensión, en aplicaciones donde interesa un control robusto y preciso de la intensidad de corriente de salida del convertidor.



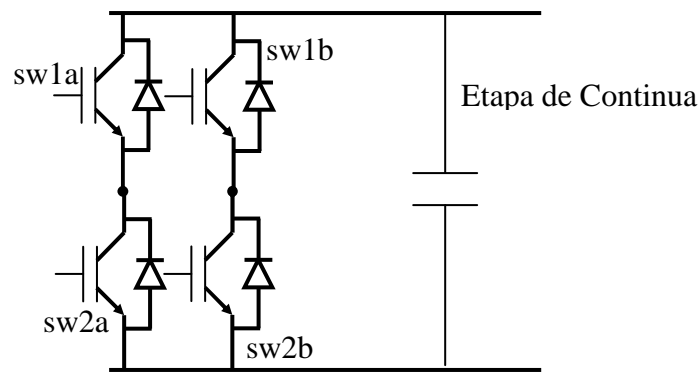


Figura 61. Topología tres niveles de tensión Puente Completo

Este es el caso de la topología de convertidores en puente completo o puente en H.

La figura 62 presenta la conmutación del puente entre  $+V_{dc}$  y  $-V_{dc}$ , utilizada como forma de disparo más extendida en esta topología.

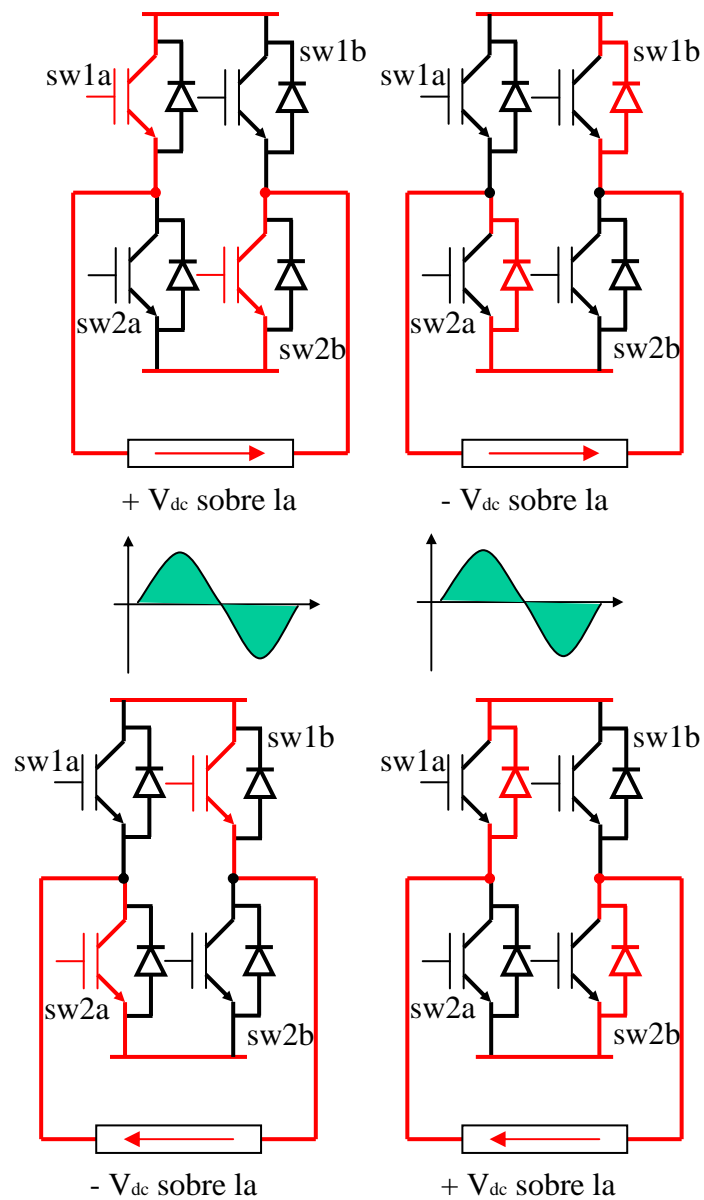


Figura 62. Conmutación del puente en H entre  $+V_{dc}$  y  $-V_{dc}$ .

No obstante, es posible aplicar tres niveles de tensión con este convertidor puesto que el cierre simultáneo de los interruptores sw1a y sw1b o bien de sw2a y sw2b hace que quede aplicada una tensión nula sobre la carga. Para optimizar el algoritmo de disparo del convertidor en puente completo se ha utilizado la estrategia de doble banda de histéresis, basada en los estudios desarrollados para convertidores de tres niveles de tensión.. De esta forma, como se verá más adelante es posible obtener una mejor distorsión armónica en las corrientes de salida y una menor frecuencia media de conmutación.

Se recordará que dependiendo de las características del circuito externo que en cada instante está viendo el convertidor, la aplicación de una tensión nula por parte del mismo dará lugar al crecimiento o decrecimiento de la corriente de salida. En base a esto, se definían dos bandas de conmutación denominadas superior e inferior.

La figura 63 presenta la forma de onda obtenida para las corrientes de salida en un convertidor con topología en puente completo, cuando se utiliza la estrategia de doble banda de corriente. Igualmente se presentan los límites de la banda de conmutación para la corriente. Como se puede apreciar, la frecuencia media de conmutación (5kHz) en cada elemento semiconductor es la cuarta parte de la frecuencia del primer armónico significativo de la corriente de salida. (2KHz). Siendo la frecuencia máxima en cada dispositivo semiconductor de la mitad (1kHz) que la frecuencia de conmutación en la red.

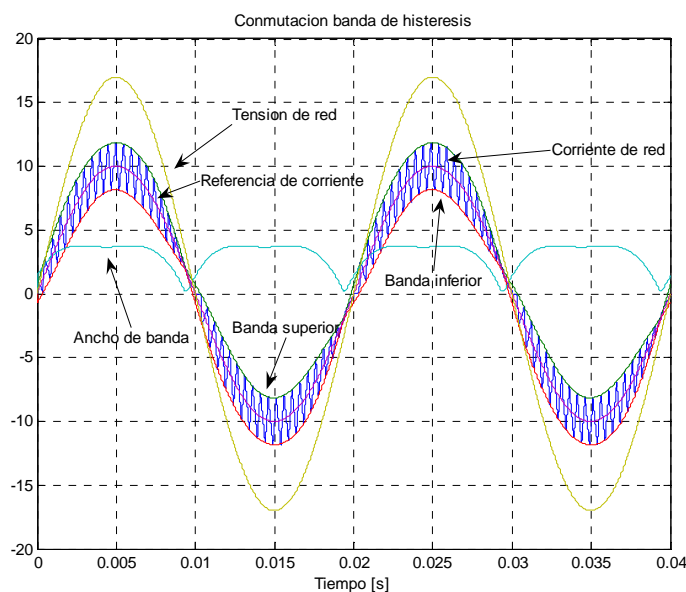


Figura 63. Corriente de salida y banda de histéresis.

La figura 64 muestra la secuencia de IGBTs activos en el puente.

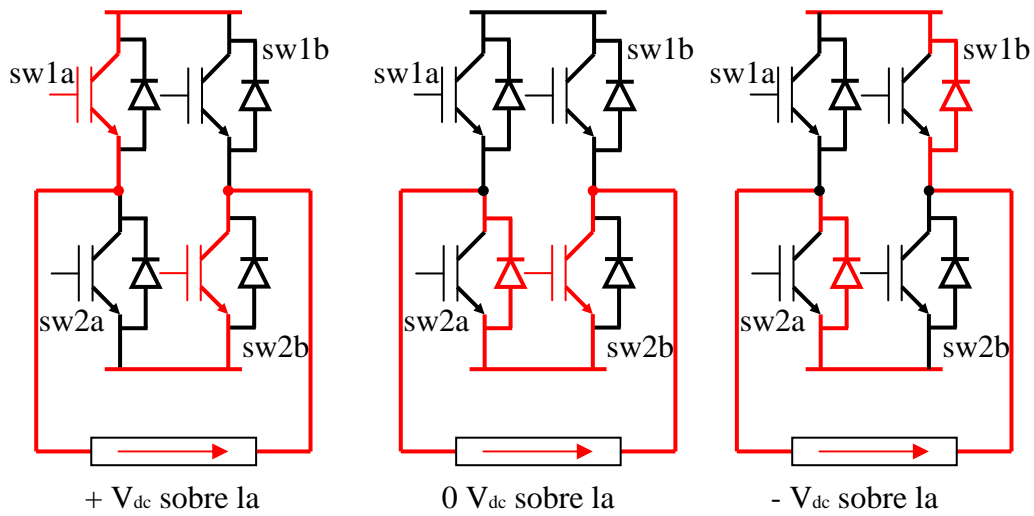


Figura 64 (a) Secuencia de activación de los IGBT's. Conmutación  $+V_{dc}$  0 y  $-V_{dc}$  con corriente positiva

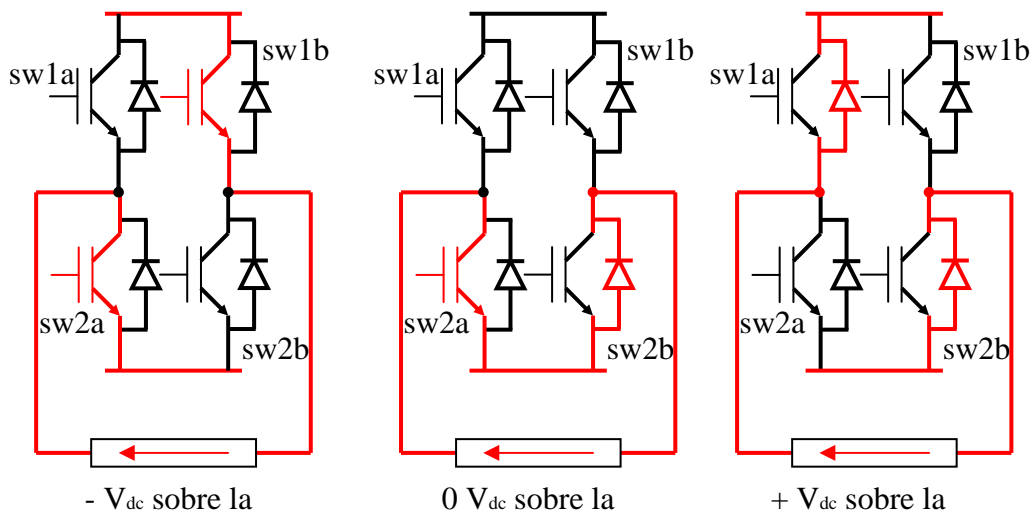


Figura 64 (b). Secuencia de activación de los IGBT's. Conmutación  $+V_{dc}$  0 y  $-V_{dc}$  con corriente negativa

Según se muestra en las figuras 64, conduciendo los semiconductores sw1a y sw2b del puente, se aplica tensión positiva  $+V_{dc}$  a la carga; conduciendo sw1b y sw2a se aplica tensión negativa  $-V_{dc}$  y conduciendo los distintos interruptores, aplica tensión cero en la fase correspondiente, gracias a la presencia de los diodos D1 y D2, llamados diodos de enclavamiento. Teniendo en cuenta que en todo momento se mantiene teóricamente. La aplicación de tensión nula en la fase produce un efecto distinto en la corriente

de salida, ya que depende de las características externas al convertidor (de la inductancia de la red o de la máquina y de la tensión de red o f.em de la máquina). La figura 65 muestra el circuito equivalente en esta situación.

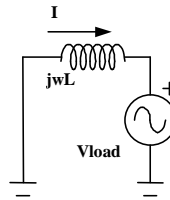


Figura 65. Circuito eléctrico que determina el comportamiento de la corriente cuando el inversor aplica tensión nula en una de las fases.

La ecuación [72] pone de manifiesto que la tendencia de la corriente a crecer o decrecer viene determinada por el signo de la tensión en la carga en cada instante. De esta forma, la aplicación de tensión nula en una fase puede producir un incremento de corriente o bien una reducción en la misma.

$$\frac{di}{dt} = -\frac{V_{load}}{L} \quad [72]$$

Por ejemplo, frente a una red de 50 Hz, durante la mitad del período de 20ms la aplicación de tensión cero produciría un crecimiento de la corriente y durante el otro medio período un decrecimiento de la misma.

Por esta razón, se han definido dos bandas de histéresis distintas en torno al valor de referencia de la corriente de cada fase, denominadas: Banda Superior de Conmutación y Banda Inferior de Conmutación, cuyos límites suponen la aplicación de tensiones distintas en el convertidor, según se muestra en la figura 66. Se puede comprobar cómo en una de ellas la tensión cero se utiliza para reducir la corriente y en la otra para incrementarla. Así, en la Banda Superior se conmutará entre -Vdc y 0 voltios, cuando la corriente de salida llegue respectivamente a los valores máximo y mínimo de dicha banda. De la misma forma, en la Banda Inferior lo hará entre 0 y +Vdc voltios.

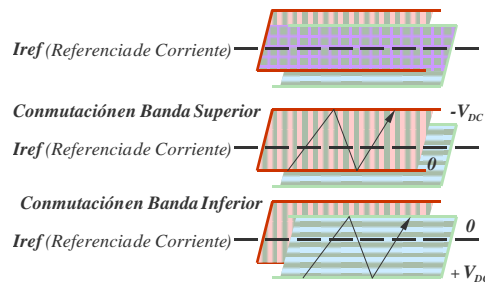


Figura 66. Concepto de doble banda de histéresis de corriente.

Es importante señalar, según se muestra en la figura 66, que cuando se conmuta con la banda superior, los interruptores electrónicos que trabajan para aplicar las tensiones  $-V_{dc}$  y  $0$  voltios son el sw2a y sw1b, cambiando su estado cada vez que la corriente llega a un límite distinto de la banda, mientras que los interruptores electrónicos sw1a y sw2b de la otra rama permanecen en el mismo estado siempre. Cuando la conmutación se realiza en la banda inferior, son los interruptores electrónicos sw1a y sw2b los que trabajan, permaneciendo en el mismo estado swa2 y sw1b.

De esta forma y teniendo en cuenta el hecho de que en cada ciclo se va a trabajar el mismo tiempo con cada una de las bandas, los cuatro interruptores serían previsiblemente utilizados de forma homogénea, teniendo cada uno de ellos una frecuencia media de encendido que será la cuarta parte de la frecuencia fundamental de conmutación de la corriente.

El siguiente paso es estudiar la forma de decidir qué banda de conmutación tiene que estar trabajando en cada instante.

A la vista de la topología del convertidor, descrita en la figura 61, se deduce que la evolución de la corriente en la fase correspondiente responde a la expresión [72]. Considerando la corriente en sentido saliente desde el convertidor hacia la carga, cuando la tensión alterna de la fuente conectada a través de la inductancia  $L$  es positiva, la corriente decrece. Esto se corresponde con la conmutación en la Banda Inferior, donde la corriente crece con  $+V_{dc}$  y decrece con tensión nula. De forma análoga, cuando la tensión alterna es negativa, al aplicar el convertidor una tensión nula, la corriente crece, hecho que se corresponde con la conmutación en la Banda Superior.

La elección de la banda de conmutación se puede realizar mediante un circuito lógico sencillo que detecte el sentido de la derivada de intensidad de la

corriente cuando ésta alcanza un determinado límite. Así, por ejemplo, cuando se llega al límite inferior de la Banda Superior y la corriente en vez de aumentar, disminuye debido a que la tensión alterna ha cambiado su signo, se ha de pasar a conmutar a la Banda Inferior. De la misma forma, cuando se llega al límite superior de la Banda Inferior y la corriente no es capaz de decrecer, sino que aumenta debido al cambio de signo de la tensión alterna que ahora es negativa, hay que pasar a conmutar en la Banda Superior. Para poder llevar a cabo esta estrategia, se han elaborado dos soluciones que serán desarrolladas en el siguiente apartado del capítulo. Para entender el desarrollo de estas dos estrategias, se presentará a continuación la forma en que se puede implementar un comparador con histéresis variable.

La elección de una u otra banda de conmutación para operar el convertidor se puede llevar a cabo: aplicando métodos analógicos de comparación o bien técnicas digitales, basadas en un cálculo matemático. Esta última será la opción implementada definitivamente.

El método propuesto para seleccionar de forma precisa la banda de conmutación que debe operar en cada instante, está basado en un cálculo que realiza el propio programa de control que gestiona el encendido de los interruptores electrónicos. Esta señal se determina de la siguiente forma:

La corriente obtenida con el convertidor va oscilando en torno a una señal senoidal de referencia, generada por un algoritmo previo de control. Suponiendo una situación de partida donde se conmuta entre los límites de la Banda Superior, la aplicación de tensión cero en una rama del puente produce un aumento en la corriente de la fase correspondiente (mitad derecha de la figura 67).

La evolución temporal de la fuente del circuito eléctrico externo al convertidor provoca que en instantes sucesivos la aplicación de tensión nula pase a producir una derivada positiva cada vez más débil en la corriente, hasta que llega un momento en que la pendiente de la corriente real coincide con la pendiente de la corriente de referencia. A partir de ese instante, la corriente no va a ser capaz de aumentar con la aplicación de tensión cero, sino que va a disminuir. En ese punto se debería pasar a trabajar con la Banda Inferior de Conmutación, donde para hacer crecer a la corriente se aplica un nivel de

tensión de +Vdc mientras que se aplica tensión cero para reducir dicha intensidad de corriente.

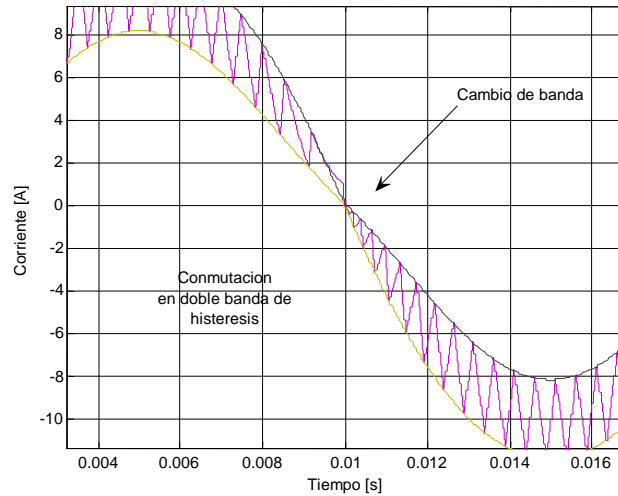


Figura 67. Detalle del cambio de banda de conmutación en la estrategia de doble banda.

Para poder identificar este punto es necesario conocer alguna condición que se produzca únicamente en este instante. La figura 67 presenta un registro de la simulación que muestra la evolución de la corriente. En la zona central de la figura se puede ver el cambio en la tendencia de dicha corriente. En ésta zona la corriente real tiene la misma pendiente que la corriente de referencia, verificándose la igualdad [73].

$$\frac{di}{dt} = \frac{di_{ref}}{dt} \quad [73]$$

Por esta razón, en un intervalo pequeño de tiempo alrededor de este instante, se pueden tratar de igual forma la corriente real y la de referencia.

Mientras el cálculo de la derivada de la corriente medida puede resultar complejo, debido al ruido que presenta dicha señal, el cálculo de la derivada de la señal de referencia es sencillo y resulta una señal limpia, al ser una señal teórica.

Como se vio en la expresión 72, cuando se aplica tensión nula en una fase del convertidor, la corriente evoluciona dependiendo de la tensión alterna y la inductancia del circuito.

Por otro lado se define una variable “slope”, según aparece en la expresión [74].

$$slope = \left( \frac{di_{ref}}{dt} + \frac{V_{load}}{L} \right) \quad [74]$$

De esta forma, quedan dos expresiones similares. Mientras en la expresión 1.1 se considera la corriente real, en [74] aparece la corriente de referencia. En el instante en que las dos corrientes tienen la misma pendiente, es decir, el punto donde se debe cambiar la banda de conmutación, se verifica la expresión [73], con lo que la variable “slope” resulta igual a cero.

La variable “slope” es calculada por parte del programa de control en cada ciclo de programa. De esta forma, se debe cambiar la banda de conmutación cuando la variable slope sea igual a cero. La figura 68. presenta la situación en que se produce este fenómeno.

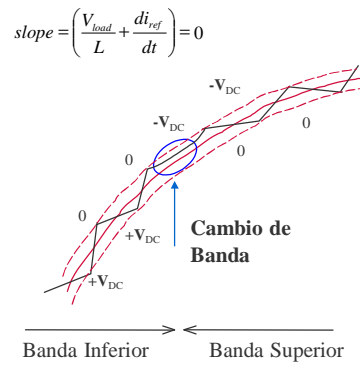


Figura 68. Valores de tensión aplicados en el cambio de banda de conmutación.

La igualdad a cero de la variable “slope” se va a producir dos veces en cada ciclo de la corriente de referencia; una vez cuando la pendiente de la corriente es positiva y otra cuando es negativa. Por tanto, la banda de conmutación va a cambiar 2 veces en cada ciclo senoidal de la corriente de referencia.

La figura 69 muestra un esquema de control que utiliza la variable “slope” para decidir sobre la banda de conmutación que debe ser activada en cada instante. Para ello se dispone de la medida de la tensión alterna, filtrada convenientemente, la inductancia del circuito externo al convertidor, la tensión de continua y la derivada de la corriente de referencia, que se genera internamente en el control y por tanto es una señal perfectamente senoidal. De esta forma se evita el problema de calcular la derivada de la corriente medida debido al ruido de la misma.



Considerando este sistema, ya no tiene sentido separar las bandas de conmutación superior e inferior, ya que los límites superior e inferior de ambas bandas de conmutación coinciden, siendo únicamente distintas las tensiones que se aplican al llegar la corriente a los límites de las mismas. De todos modos, se seguirán denominando Bandas de Conmutación Superior e Inferior para distinguirlas.

Se puede observar en el esquema de control de la figura 69 que existe un único comparador con histéresis, ya que las dos bandas (superior e inferior) tienen sus límites coincidentes. La comparación de la corriente de referencia, procedente de un circuito previo, y la corriente real, proporciona una señal lógica denominada 'comp\_hist'. Por otro lado, la señal hab\_band determina la banda en la que se va a conmutar ('1' cuando trabaja la Banda Superior y '0' cuando trabaja la Banda Inferior). Un circuito lógico utiliza estas dos señales para determinar los interruptores electrónicos o semiconductores que van a tener que estar encendidos en cada instante.

Este control se realiza en un programa implementado en un microprocesador o DSP que realiza las siguientes tareas: la generación de la referencia senoidal de corriente, generación de la anchura de la banda de histéresis y generación de la señal que indica la banda de conmutación que debe estar habilitada en cada momento. Por otro lado, la comparación de la corriente medida con la referencia generada para obtener las señales de activación de los semiconductores y los circuitos lógicos desarrollados para el comparador con histéresis, se pueden realizar de forma analógica y externa al control programado, aunque en este caso se ha optado por integrar todas las tareas de control en el mismo dispositivo digital de control.

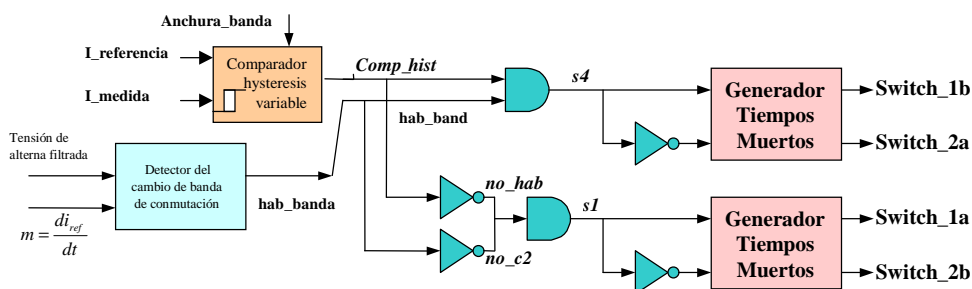
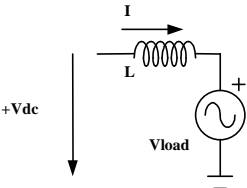


Figura 69. Circuito completo optimizado de comparación mediante doble banda de histéresis de corriente, usando un solo comparador de histéresis.

### 9.1 Relación entre la anchura de banda y el contenido armónico de la intensidad de corriente.

La anchura de la banda de histéresis alrededor de la corriente de referencia va a tener influencia en la frecuencia de conmutación de los interruptores electrónicos utilizados en el convertidor de potencia. El valor de dicha frecuencia tiene relación, por un lado, con la distorsión armónica de las corrientes de salida, de forma que a mayor frecuencia de conmutación menor es la distorsión armónica, y por otro lado, con las pérdidas por conmutación que aumentan con la frecuencia y que afectan al diseño del citado convertidor.

Si el sistema de control utiliza una banda de histéresis de anchura constante en todos los puntos del período de la señal de referencia de corriente, la evolución de la corriente dentro de la misma va a depender del nivel que presente en cada instante la onda de tensión alterna del circuito externo al convertidor. La aplicación, por ejemplo, de una tensión: +Vdc en una rama del inversor produce un incremento más rápido de la corriente cuando la tensión alterna de la fase correspondiente está cerca del paso por cero que cuando está en su valor máximo, como se puede comprobar a la vista de la expresión 1.5, obtenida a partir del circuito eléctrico de la figura 70.

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L}(V_{dc} - V_{load}) \quad [75]$$


The diagram shows an electrical circuit. On the left, a vertical arrow points downwards and is labeled '+Vdc'. This is connected in series with an inductor represented by a coiled line, labeled 'L'. An arrow labeled 'i' indicates the current flowing to the right through the inductor. After the inductor, the circuit continues to an AC voltage source, represented by a circle with a sine wave inside, labeled 'Vload'. The AC source is connected to a ground symbol at the bottom.

Figura 70. Circuito eléctrico visto a la salida del convertidor electrónico de potencia

Haciendo un análisis de armónicos de la onda de corriente que resulta utilizando una banda de conmutación de anchura constante, se puede comprobar que aparecen componentes armónicos con una amplitud considerable en todo el rango de frecuencias, desde la fundamental hasta un valor máximo. El problema de una forma de onda así es que es difícil reducir la distorsión armónica, ya que las componentes están muy distribuidas y muchas

de ellas son de baja frecuencia. Por tanto la reducción que se puede hacer de la tasa de distorsión armónica (THD) es deficiente.

Lo ideal sería agrupar todas las componentes armónicas en torno a una frecuencia y aplicar un filtro sintonizado a esta frecuencia, con lo que sí se conseguiría una mejora considerable. Esto no ocurre cuando se utiliza una banda de conmutación de anchura constante. Puesto que el espectro armónico queda repartido por todo un amplio rango de conmutación al no conmutar el puente con una frecuencia constante durante todo el periodo.

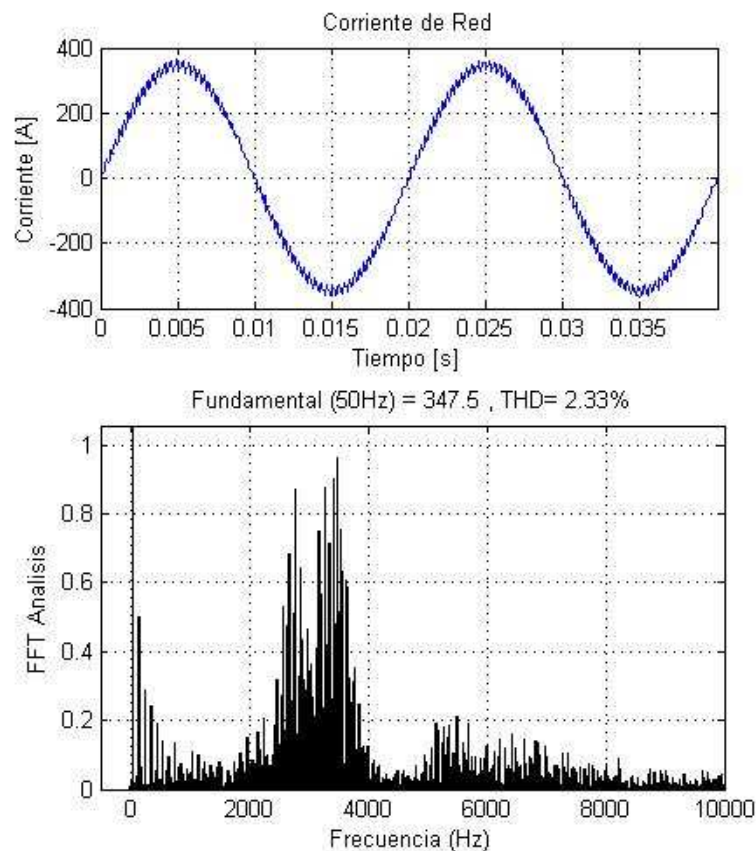


Figura 71. Análisis de Fourier de la Corriente de Línea cuando se aplica una banda de histéresis de anchura variable.

La figura 71 presenta los resultados del análisis de distorsión armónica que presentan las corrientes cuando se consigue que la conmutación se produzca en torno a una frecuencia fija, mediante una banda de conmutación de anchura variable. Como se puede observar en la gráfica de la figuras 1.16, después de ser filtrada la corriente, se consigue una mucho menor distorsión armónica si se utiliza la banda de histéresis de anchura variable, y además, las

componentes armónicas importantes se localizan en torno a una frecuencia elevada. Esto hace que la señal pueda ser más fácilmente filtrada.

La figura 72 muestra el bloque para determinar la anchura variable para la banda de histéresis.

En el Anexo XI se muestra la deducción de la expresión de la anchura de banda variable para la determinación de la banda de corriente que se ha introducido en un bloque de simulación con MATLAB®

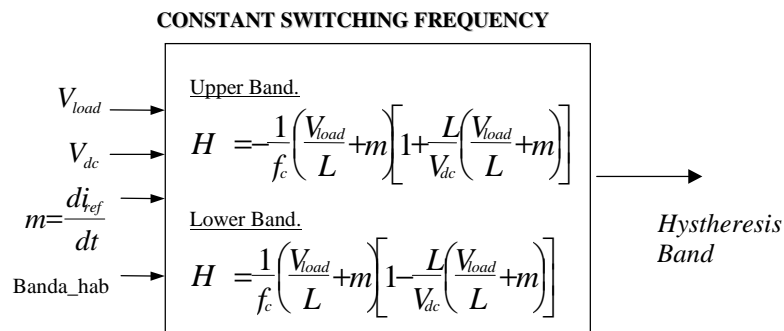


Figura 72. Bloque para determinar la anchura variable en la banda de histéresis.

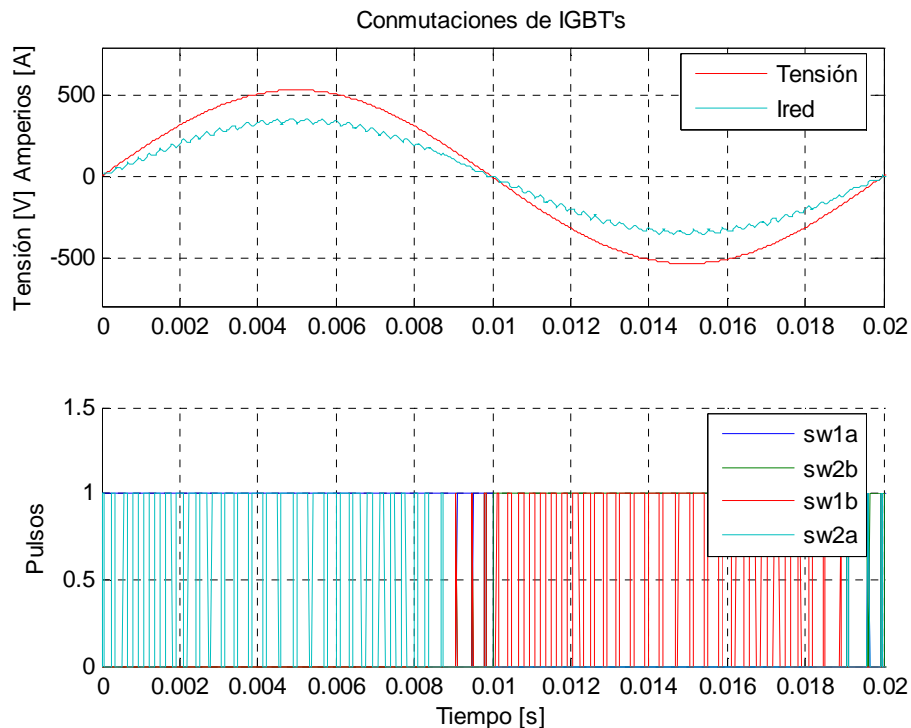


Figura 73. Corriente de red y pulsos de disparo en los cuatro interruptores de potencia.

La figura 73 presenta resultados de simulación donde se ha aplicado una estrategia de control en corriente con banda de histéresis de anchura

variable de acuerdo con las expresiones anteriores. Se puede comprobar que la frecuencia de los disparos en los semiconductores es constante.

Como se puede ver en esta figura, la tendencia en algunos puntos es a que la banda de histéresis tenga anchura cero. Esto ocurrirá cuando la corriente real tiene la misma pendiente que la de referencia, en cuyo caso no se produce ninguna conmutación ya que la corriente de salida del convertidor sigue perfectamente la evolución que se le pide a través de dicha referencia. Ahora bien, errores en la estimación de los parámetros del sistema y la no consideración de la resistencia en el modelo utilizado para el convertidor, pueden dar lugar en esas zonas de ancho de banda cero a que la corriente no tenga exactamente la pendiente de la referencia con lo que se producirán conmutaciones no deseadas de muy alta frecuencia, provocadas por la proximidad entre los límites de la banda. Para evitar esto, se deja un ancho mínimo de banda de histéresis que limite la frecuencia máxima de conmutación en estas zonas. De cualquier forma, no se produciría un calentamiento excesivo debido a las pérdidas de conmutación de los semiconductores porque este fenómeno se produce en una muy pequeña porción del período de la onda de corriente de salida.

La figura 74 presenta la tensión fase-neutro de red, la corriente de referencia, el punto en que se produce el cambio en la banda de conmutación y la anchura de dicha banda. Asimismo, muestra los límites de conmutación para la corriente en unas determinadas condiciones de  $f_c$ ,  $V_{dc}$ ,  $L$  y factor de potencia distinto de 1, junto con el punto donde se produce el cambio de la banda de conmutación y la anchura variable para la misma.

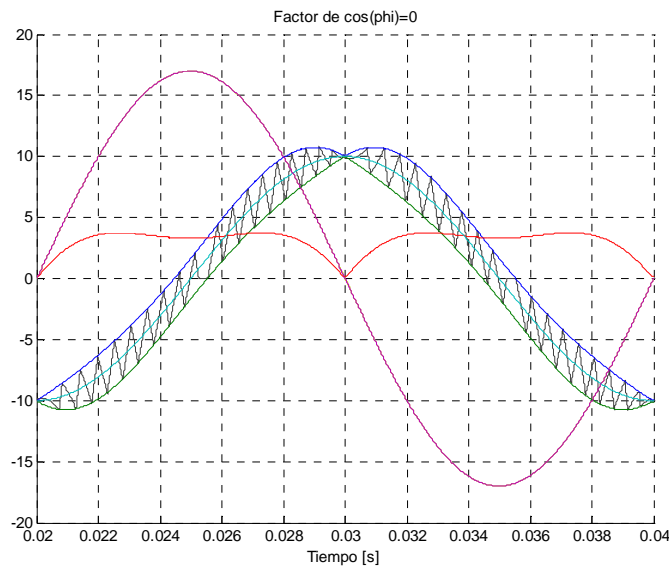


Figura 74. Tensión fase-neutro, referencia de corriente, banda de conmutación activa y anchura variable para la misma (izqda). Límites de conmutación para la corriente, señal de banda activada para la conmutación y anchura variable para la misma (dcha) y (1 superior, 0 inferior).

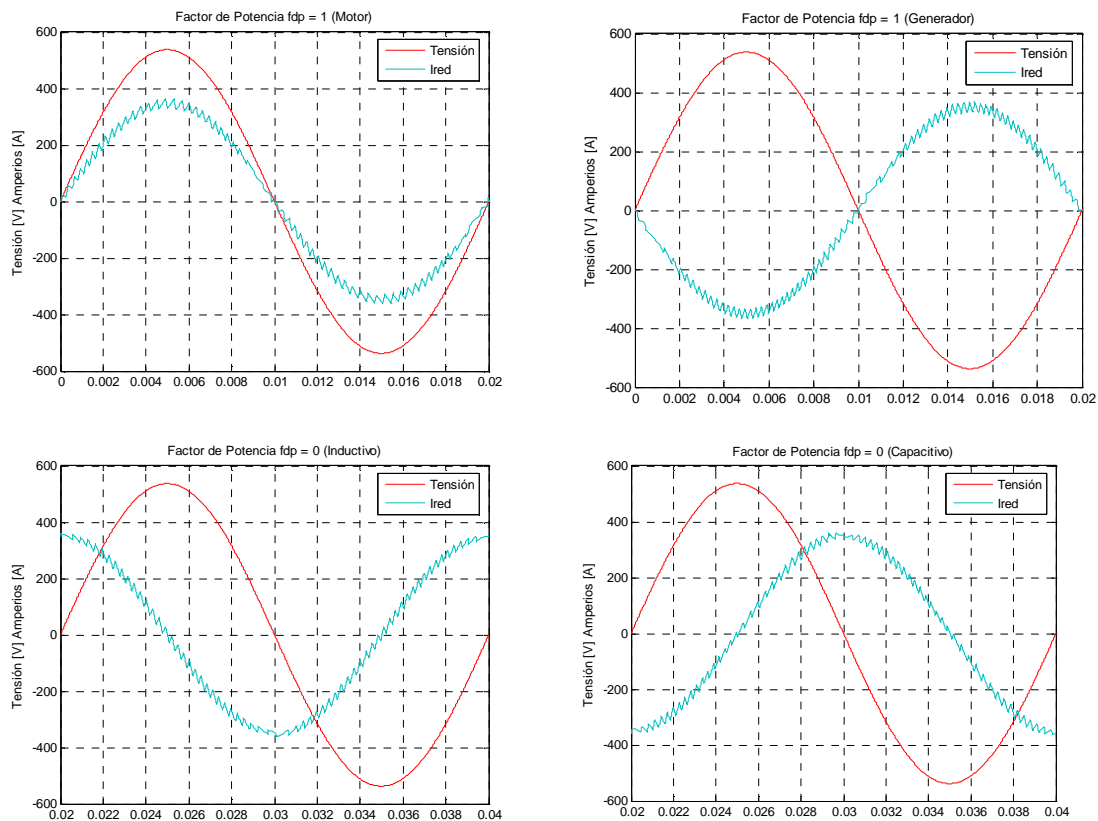


Figura 75. Forma de ondas para la Tensión y la Corriente en función del factor de potencia conmutando con estrategia de doble Banda de Histeresis.

## **10 Semiconductores Seleccionados. Electrónica de potencia.**

En un proyecto de estas características, la elección de los componentes que configurarán el sistema de electrónica de potencia es muy importante, deben cumplir una serie de requisitos mínimos, tales como una gran fiabilidad, robustez y fácil implementación. A continuación se describen las principales características de los elementos semiconductores seleccionados para este proyecto.

Los semiconductores y todo el conjunto de electrónica de potencia son de la marca SEMIKRON, la gama seleccionada es la de última generación denominada SkiiP 3. (SEMIKRON integrated intelligent Power). El SkiiP es un módulo integrado de electrónica de potencia en el que se integra en un mismo elemento el interruptor electrónico con tecnología IGBT junto con el radiador, el driver y los sistemas de protección y monitorización.

La tecnología SkiiP está basada en la eliminación de toda soldadura y la sustitución de esta por elementos de presión, de esta manera se reducen las resistencias térmicas existentes entre el semiconductor y el radiador, además se consiguen módulos más compactos los cuales reducen las inductancias parásitas entre elementos.

Los módulos SkiiP están provistos de un sistema de monitorización normalizada para señales analógicas de corriente instantánea, temperatura del encapsulado y tensión en la etapa de continua (opcional).

Además están equipados con un sistema de bloqueo y protección contra sobre corrientes y cortocircuitos garantizando una mayor duración y reduciendo el estrés de los elementos sometidos a tensión.

Generalmente el SkiiP es recomendado para nuevos diseños, especialmente en aplicaciones donde existe una alta densidad de potencia.

Existen dos tipos de SkiiP en función del sustrato cerámico que lo componen, Nitrato de Aluminio y Oxido de Aluminio, el primero tiene una muy buena conductividad térmica lo cual es optimo para aplicaciones refrigeradas por agua, el segundo es apropiado para aplicaciones estándar refrigeradas por aire.

Las tensiones de diseño son dos:

$V_{CES}$ [V]	$V_{DC}$ [V]
1200	900
1700	1100

Tabla 6. Tensiones características en los IGBT's de potencia.

En la tabla 6 se muestran los valores comerciales de aislamiento para módulos IGBT entre colector y emisor  $V_{CES}$  y la tensión DC que soportan en funcionamiento continuo  $V_{DC}$  esta relación suele estar en 2/3.

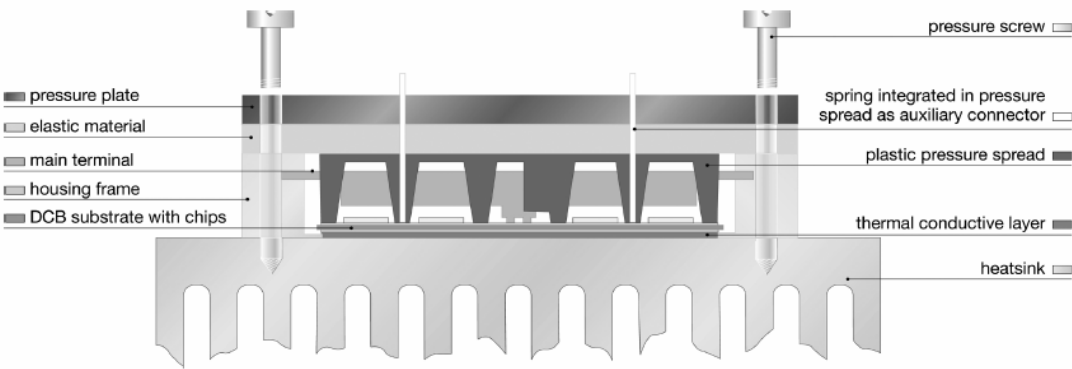


Figura 76. Sección Transversal de un modulo SkiP

Cada sustrato cerámico contiene una fase completa de un puente, en nuestro caso los puentes son monobásicos con configuración en H, con dos IGBT's, el superior TOP y el inferior BOTTOM. Con sus correspondientes diodos, Además incluyen la conexión con el driver integrado y los diferentes circuitos auxiliares necesarios.

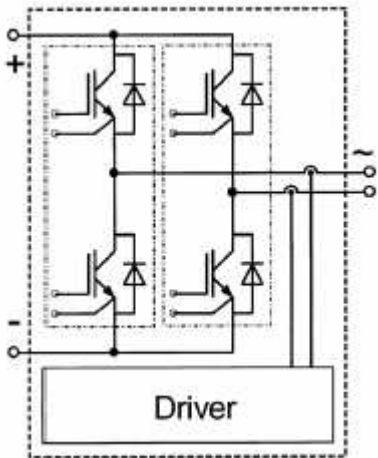


Figura 77. Puente monofásico en H SkiP 3



## 10.1 Driver integrado

Las características fundamentales del driver están representadas en el siguiente diagrama, en donde se muestra esquemáticamente la funcionalidad de un driver para una rama de IGBT's.

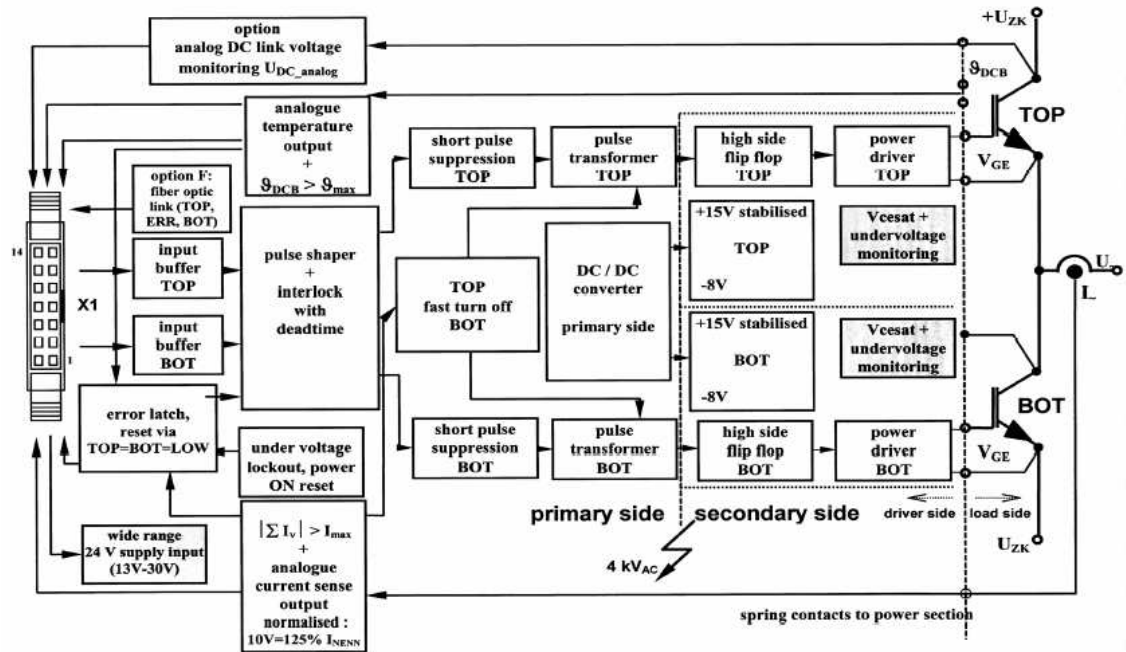


Figura 78. Diagrama funcional de un módulo SkiiP.

Una característica fundamental del driver es su alto aislamiento alcanzando los 4 kVAC entre el primario y el secundario, mediante un transformador magnético. Adicionalmente el circuito usado para la medida de tensión DC es diseñado y fabricado de acuerdo con el estándar EN50178, al igual que el circuito diseñado para la medida de la temperatura en el encapsulado del IGBT.

### 10.1.1 Entradas Digitales.

Las entradas digitales de los módulos SkiiP están diseñadas según el siguiente esquema:

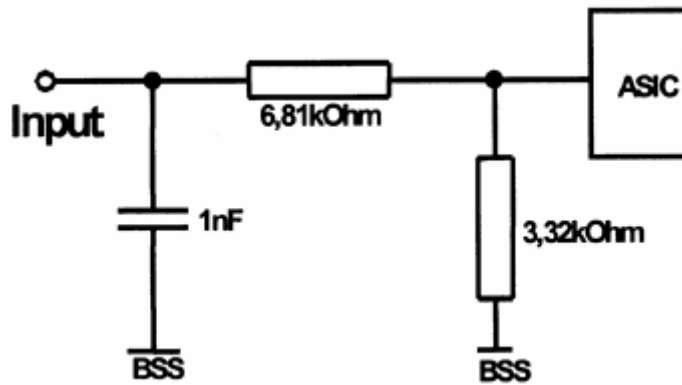


Figura 79. Esquema entradas digitales módulos SKiiP

Las entradas digitales están provistas de un pequeña condensador de 1 nF para obtener una alta inmunidad al ruido eléctrico, este condensador puede ocasionar pequeños retrasos en la señal de disparo de los IGBT's de algunos ns.

Estas entradas digitales son las destinadas al disparo TOP y BOTTOM con un rango de tensión de +15 V y -7V, donde +15V es para señal de cerrado de IGBT (1) y -7V para señal de abierto IGBT (0).

### 10.1.2 Funciones de protección y supervisión del Driver.

Los driver de los módulos SkiiP tienen las siguientes funciones de protección y supervisión:

- Enclavamiento y generación de tiempos muertos entre los IGBT TOP y BOTTOM.
- Supresión de pulsos cortos.
- Protección contra transitorios de tensión y polaridad invertida en la alimentación.
- Protección contra sobre temperaturas
- Protección contra cortocircuitos y sobre corrientes
- Protección contra sobre tensión de la etapa de Continua.

### 10.1.2.1 Enclavamiento y generación de tiempos muertos (TOP/BOTTOM interlock).

El circuito de enclavamiento previene que los IGBT TOP y BOTTOM de una misma rama de un puente estén cerrados en el mismo instante de tiempo y así evitar cortocircuitos en la etapa de continua. La generación de tiempos muertos ( $t_{TD}$ ) es generada para compensar los retrasos aportados por los diferentes elementos del driver desde su señal de encendido hasta que el IGBT es accionado. Este tiempo muerto es programable y su elección depende de la corriente que pase por el IGBT. En la siguiente figura se muestra el funcionamiento básico de la generación de ( $t_{TD}$ ).

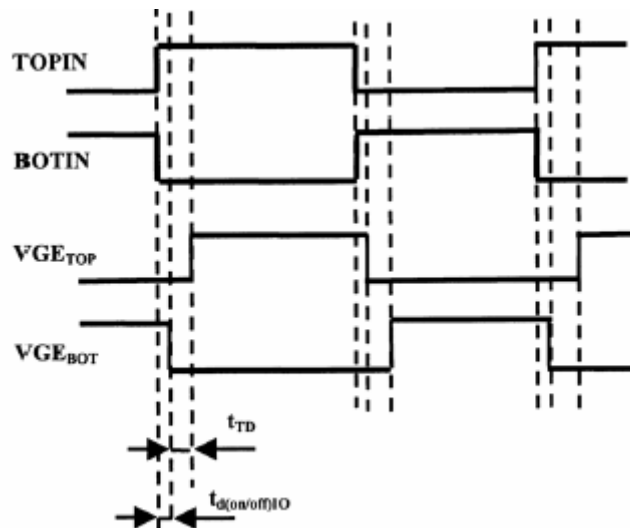


Figura 80. Esquema de generación de tiempos muertos

En general se puede decir que en caso de que ambos canales de entrada (TOPIN y BOTIN) estén en nivel alto, la salida del (VGETOP y VGEBOT) los mantendrá en nivel bajo.

### 10.1.2.2 Supresor de pulsos cortos.

El sistema de supresión de pulsos cortos protege al IGBT contra conmutaciones generadas por pulsos espurios causados por el ruido en un canal digital de entrada. Los pulsos menores de 625 ns son suprimidos en un 100% de probabilidad y los pulsos mayores de 750 ns son aceptados en un 100 % de probabilidad. Los pulsos que se encuentran entre 625 ns y 750 ns pueden ser suprimidos con un índice de probabilidad menor del 100%.

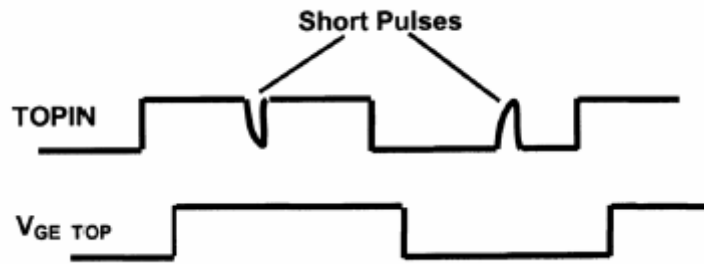


Figura 81. Supresión de pulsos espurios

#### **10.1.2.3 Protección contra sobretemperaturas.**

La temperatura en el sustrato cerámico es medida mediante un sensor de temperatura integrado. La alarma de sobretemperatura ha sido configurada para  $T=115\text{ }^{\circ}\text{C}$  con un error de  $\pm 5$ . Cuando esta alarma está activa los IGBT's se configuran en posición de abierto y todos los pulsos recibidos del control son ignorados.

#### **10.1.2.4 Protección contra sobrecorrientes (Over Current Protección)**

Esta es uno de los sistemas de protección mas importantes que integran los módulos SkiiP, puesto que protege a los IGBT de corrientes peligrosas, que podrían dañarlos severamente.

El sistema de protección de sobrecorrientes actúa, independientemente de la temperatura siempre y cuando la corriente AC de salida sea mayor que el máximo permitido ( $125\% I_c$ ), en ese momento el IGBT es inmediatamente abierto y el resto de los pulsos enviados desde el control son ignorados.

### **10.1.3 Funciones integradas de medición.**

Las tres funciones básicas de medida que integran los módulos SkiiP son las siguientes.

- Sensores de corriente por fase.
- Sensores de temperatura en el sustrato cerámico.
- Sensor de tensión de la etapa de continua (DC).

### 10.1.3.1 Sensor integrado de corriente.

Los módulos SkiiP integran un sensor de corriente por fase, para la medida de la corriente AC salida. Las medidas de corriente están normalizadas con su correspondiente tensión donde el máximo nivel de corriente esta configurado a 10 V de salida.

### 10.1.3.2 Sensor integrado de temperatura.

El sensor integrado de temperatura es una resistencia semiconductora de características proporcionales con la temperatura (PTC). El sensor es soldado en el sustrato cerámico junto con el IGBT y el diodo de retorno, indicando la temperatura de este. El sensor esta aislado galvanicamente para evitar faltas a tierra.

El error de temperatura del sensor es aproximadamente de  $\pm 3^{\circ}\text{C}$  siendo la temperatura mínima  $30^{\circ}\text{C}$ . La temperatura esta relacionada con una tensión normalizada según la ley que se muestra en la siguiente figura.

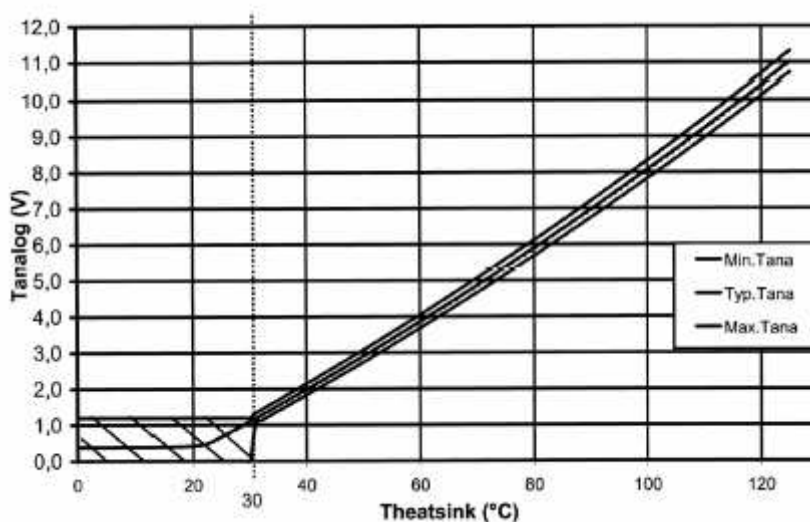


Figura 82. Ley de relación Temperatura-Tensión de salida

### 10.1.3.3 Sensor de Tensión en etapa de continua.

El sensor de tensión continua es opcional, este sensor mide la tensión continua que existe en la etapa de continua convirtiéndola en un valor de tensión normalizado. La medida es realizada mediante un amplificador de alta impedancia y está diseñado y fabricado de acuerdo con el estándar EN50178.

La normalización del valor de la tensión continua y las impedancia de salida de la medida se muestran en la tabla 7.

$V_{ces}$	$V_{DC} \Leftrightarrow V_{DCanalógico}$	Impedancia	$V_{ccmax}$
1200 V	900 V $\Leftrightarrow$ 9V	5 M $\Omega$	900 V
1700 V	1200 V $\Leftrightarrow$ 9 V	6,5 M $\Omega$	1200 V

Tabla 7. Valores normalizados para la mediada de tensión DC.

## 10.2 Conexión mediante fibra optica (opcional) (F-option).

Las señales digitales TOP/BOTTOM/ERROR pueden ser configuradas opcionalmente en fibra óptica, de esta manera se elimina la aparición de pulsos espurios en tramos donde el control y el driver están muy alejados el uno del otro.

Los conectores de fibra son del tipo Hewlett Packard's HFBR-0501.

La tarjeta de conexión se muestra en la siguiente figura, donde TOP (U1), ERROR (U2) y BOT (U3).

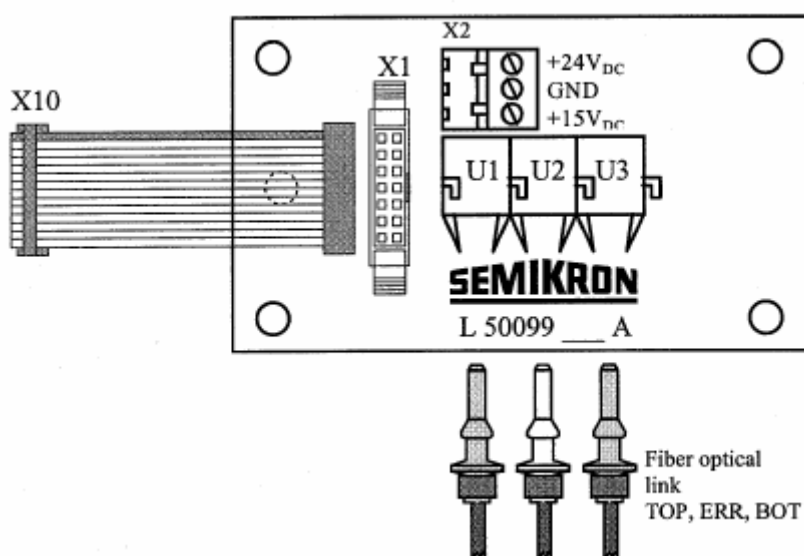


Figura 83. Tarjeta de conexión de fibra óptica

## 11 Obtención de características magnéticas y medida de autoinductancia

### 11.1 Introducción.

Uno de los retos importantes en esta máquina es la necesidad de detección de la posición del rotor en todo momento. Esto la hace dependiente de un sistema de detección de posición que puede ser costoso y una fuente de problemas, con lo que la máquina sería incontrolable. Para evitar esto un avance tecnológico importante en estas máquinas es la detección de la posición sin necesidad de utilizar sensores (sensorless) basada en el estudio de la evolución de las corrientes en la máquina y la tensión en la máquina.

En este proceso es importante deducir experimentalmente las características magnéticas de la máquina.

Eso es lo que se ha realizado y explicado en este capítulo.

### 11.2 Descripción

Se pretende con este ensayo describir el comportamiento de la máquina a nivel electromagnético a través de la medida de las características magnéticas que relacionan enlaces de flujo, intensidad en la fase y posición del rotor ( $\psi, I, \theta$ ). Asimismo se pretende verificar la homogeneidad y simetría de las fases comparando los resultados obtenidos en las diversas fases. A partir de dichas características, podemos además obtener la autoinductancia de cada fase de la máquina siguiendo la expresión:

$$L(I, \theta) = \frac{\psi(I, \theta)}{I} \quad [76]$$

La medida de las características electromagnéticas para cada fase se realiza bloqueando el rotor en 90 posiciones correspondientes a los 90° del ciclo eléctrico de una fase y, sobre cada una de dichas posiciones ( $\theta$ ), se

inyecta un pulso de corriente aplicando una tensión de unos 600V hasta que la corriente alcanza un valor de unos 400A y unos -600V para apagarla. Midiendo tensión (V) e intensidad (A) en bornas de la fase (I), podemos obtener los enlaces abrazados mediante integración a través de la expresión:

$$\psi(I_\theta) = \int_{t_I > 0}^{t_I < I_{\max}} (V - I_\theta R) dt \quad [77]$$

De esta manera tendremos para cada grado mecánico dentro del ciclo eléctrico la relación  $\psi, I$  que buscábamos. Cabe decir que la resistencia de la fase  $R$  se toma como una constante igual a 9 [mΩ], correspondiente a la temperatura medida de operación del sistema. Al aplicar pulsos de tan corta duración (<4ms), la bobina no se calienta en absoluto y no existe desviación en el cálculo de flujo por este efecto.

Se aprovecha la electrónica de potencia y el control ya desarrollados producir los pulsos de corriente requeridos. Una de las tarjetas de Control de Fase (CF) del controlador de los convertidores produce los disparos de los IGBTs bajo una señal de control enviada desde LABVIEW:

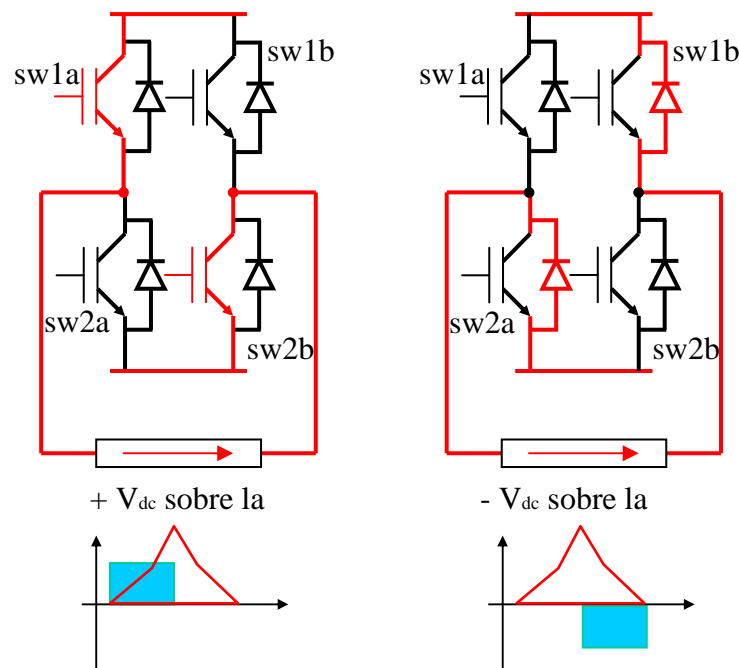


Figura 84. Disposición de los IGBT's y estrategia de conmutación para el cálculo del flujo en una de las fases de la máquina



La salida de la sonda de corriente integrada en el driver de los IGBTs correspondientes, junto con la salida de una sonda LEM de tensión dispuesta para este experimento sobre las bornas de la fase medida, se llevan a la entrada del interfaz de adquisición de datos DSPACE. Sobre éste se programa una adquisición automática de estas dos medidas junto con los 10bits de la salida que proporciona un encoder absoluto de posición dispuesto sobre el eje del motor. También de manera automática se obtiene la integración que nos proporciona el valor del flujo en cada momento. De esta manera bajo la señal de control desde LABVIEW obtenemos de manera completamente

automatizada la característica magnética  $\psi/I$  para la posición enclavada del rotor  $\theta$ . Los tiempos de muestreo y ejecución que se manejan son de  $15\mu s$ .

### 11.2.1 Medios

Las herramientas utilizadas para este experimento han sido:

1. Encoder y mecanismo de enclavamiento de rotor
2. DSPACE/SIMULINK
3. Controlador del prototipo  $\Omega$  + LABVIEW
4. Convertidores de potencia del prototipo  $\Omega$
5. Sonda LEM de tensión

### 11.2.2 Resultados

En las siguientes gráficas se muestran los resultados obtenidos para cada posición del rotor (90 posiciones) esto es, para una máquina compuesta por un rotor de 4 polos, el arco de circunferencia es de  $90^\circ$ .

El ensayo se ha realizado para dos de las tres fases del estator, así se pueden encontrar y analizar las pequeñas diferencias entre las distintas fases y la falta o igualdad de simetría de los polos, tanto del rotor como del estator.

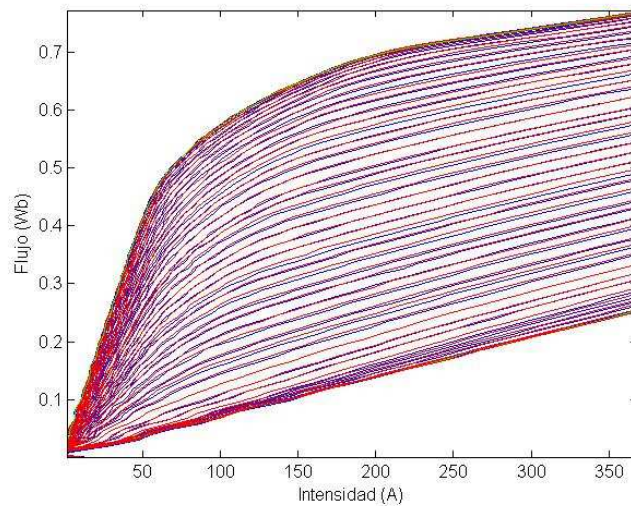


Figura 85. Características magnéticas experimentales fase C (azul 0-45° rojo 45-90°)

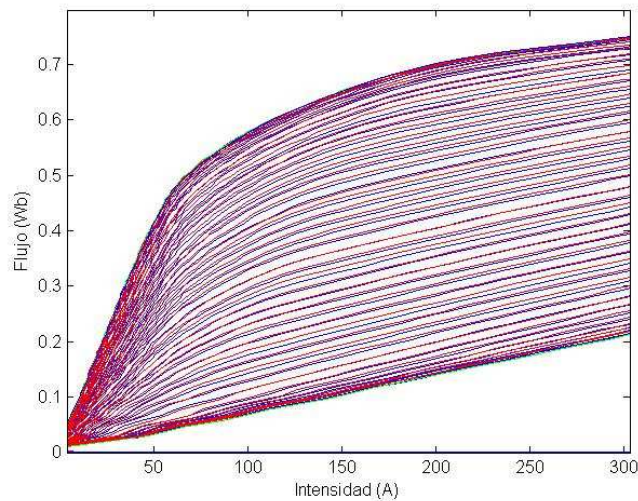


Figura 86. Características magnéticas experimentales fase A (azul 0-45° rojo 45-90°)

En la gráfica 87 se observan las diferencias que existen entre la fase A y la Fase C para la misma posición angular, estas diferencias en la reluctancia de las fases de la máquina es debida a pequeños defectos de fabricación y montaje del conjunto Eje-rotor y Estator.

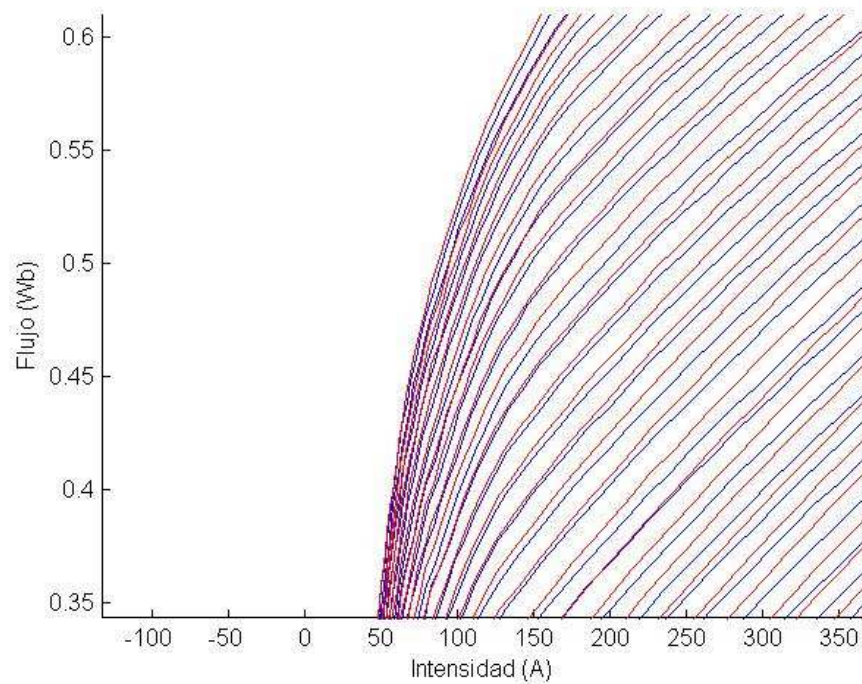


Figura 87. Detalle de las Características magnéticas fase A y fase C (10-38°, azul fase C rojo fase A)

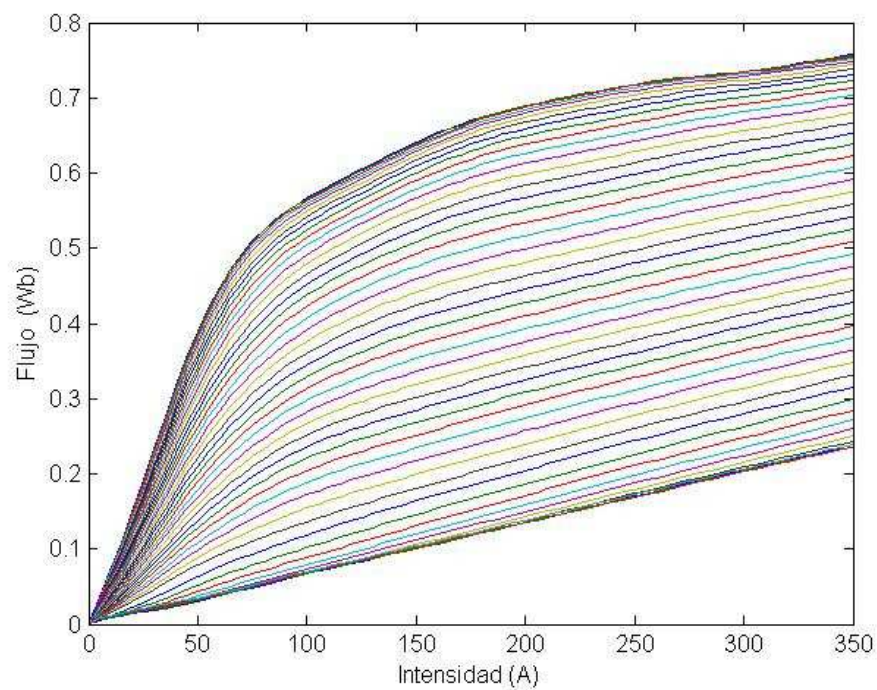


Figura 88. Característica teórica del flujo para todas las fases de la máquina



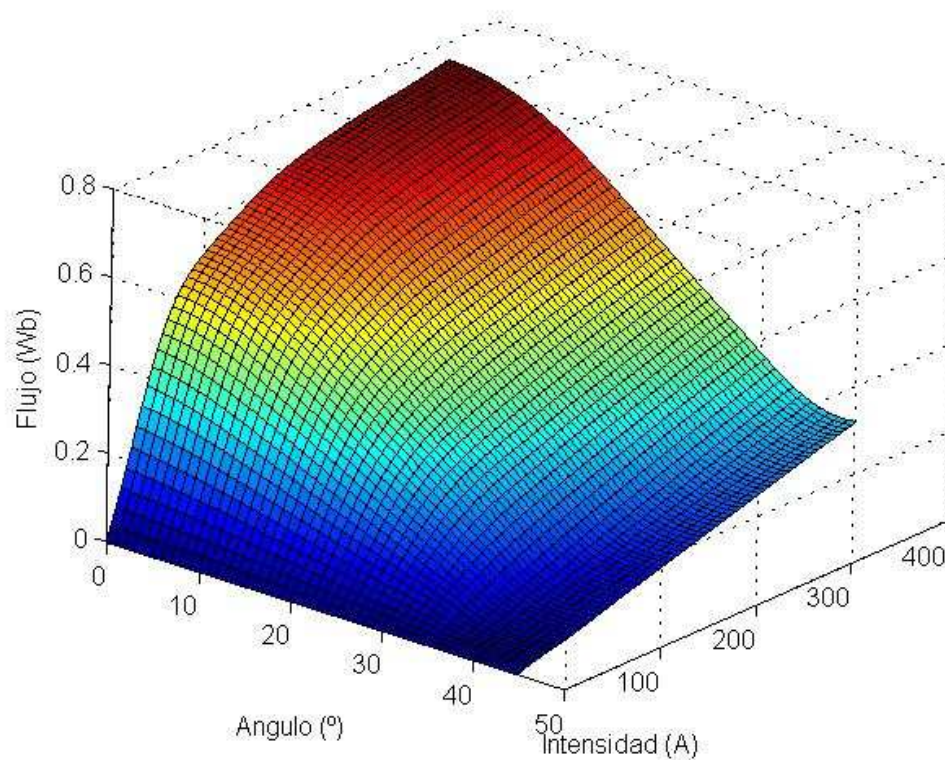


Figura 89. Características magnéticas interpoladas en todo el rango de  $I, \theta$

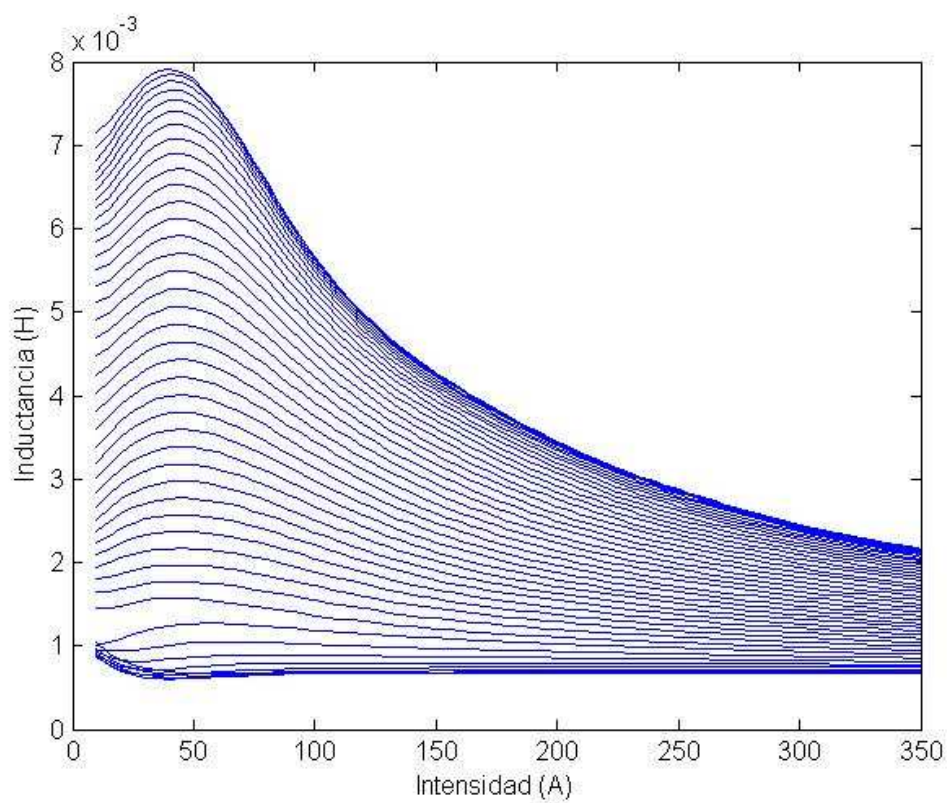


Figura 90 Inductancia de la máquina para las 45 posiciones y para todo el rango de corrientes

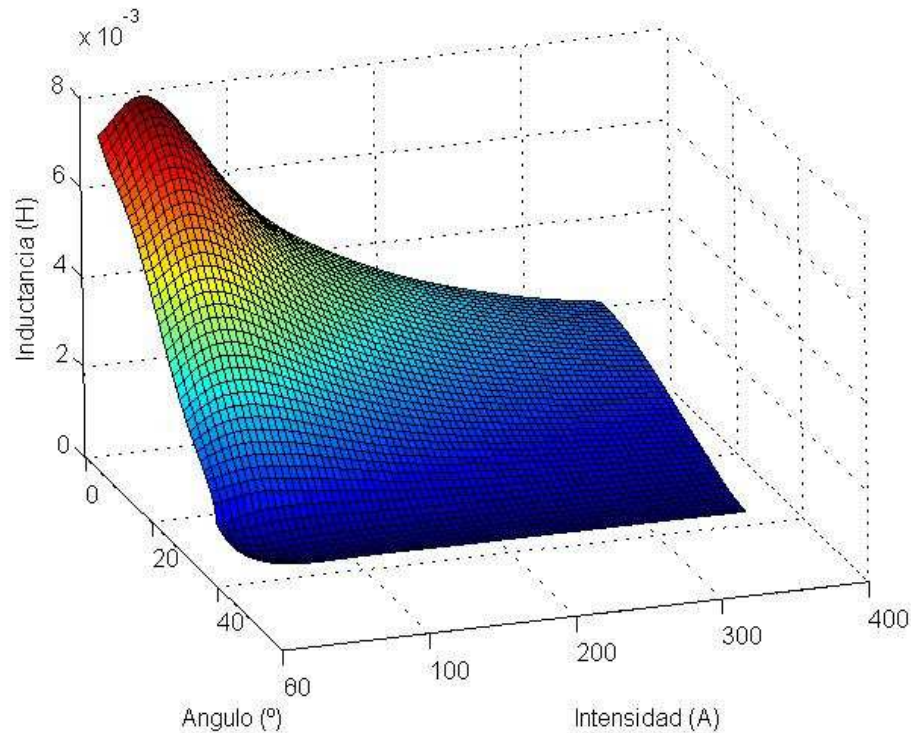


Figura 91. Inductancia de fase interpolada en todo el rango de  $I, \theta$

### 11.2.3 Conclusiones

Las medidas experimentales de las dos fases del motor permiten concluir la simetría existente cada  $45^\circ$  ( $0^\circ$  máxima alineación polo rotor-estador,  $45^\circ$  mínima alineación polo rotor-estador) sobre cada una de las fases, con lo cual futuras medidas pueden realizarse sólo en este rango y posteriormente extrapolarse a los  $45^\circ$  restantes.

Se observan pequeñas desviaciones (de entre 0 a  $1^\circ$  según la intensidad) en las características  $\psi/I_\theta$  de una fase frente a la otra, desviaciones que pueden deberse a la disposición no equivalente de las bobinas o incluso a cierta excentricidad existente entre el rotor y el estator.

Comparando los resultados experimentales con las características magnéticas obtenidas a partir de un estudio por elementos finitos de la máquina (azul), se deriva que el flujo obtenido por este último método resulta

de un orden de magnitud mayor que en el caso de las medidas experimentales. Además, el comportamiento difiere ligeramente incluso si se escalan al mismo orden de magnitud como puede apreciarse en la figura 92.

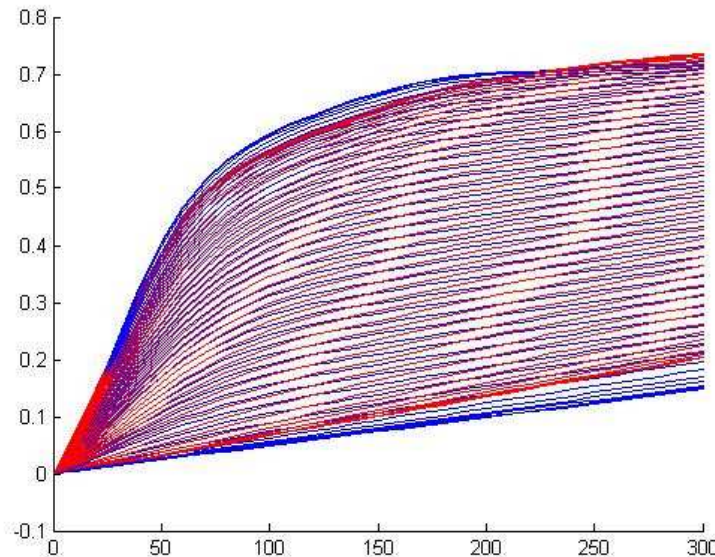


Figura 92 Comparación entre la característica real del flujo y la de diseño para todo el rango de  $I, \theta$

## 12 Medida de par mecánico de la máquina de reluctancia conmutada.

### 12.1 Descripción

Se pretende con este ensayo caracterizar el par ( $T$ ) que ofrece una máquina de reluctancia conmutada experimentalmente para cada posición ( $\theta$ ) e intensidad ( $I$ ). La medida del par se realiza bloqueando el rotor en distintas posiciones dentro del ciclo eléctrico de una fase y sobre cada una de dichas posiciones ( $\theta$ ). Mediante una fuente de corriente conectada directamente a las bornas de la máquina se inyectan diversos niveles de intensidad hasta un valor de 350A y se mide la fuerza ejercida sobre una celda de carga que toca tangencialmente el brazo del mecanismo de bloqueo a un radio de 28.5cm. La salida de la celda de carga que ha sido previamente calibrada nos proporcionará la medida de par a través de la expresión:

$$T(i, \theta) = F \cdot R = P \cdot g \cdot R = (24.81 \cdot M(i, \theta) - 98.88) \cdot g \cdot R \quad [78]$$

donde  $M(i, \theta)$  es la medida proporcionada por la sonda de corriente en voltios. De esta manera tendremos para cada posición medida dentro del ciclo eléctrico la relación  $T, I$  que buscábamos.



Figura 93. Elemento para la determinación del par estático en la máquina de reluctancia conmutada.

Se debe poner especial cuidado en conseguir una alineación tangencial entre la celda de carga y el brazo del dispositivo inmovilizador lo más homogénea posible en cada posición del rotor de manera que no se falseen los resultados.

## 12.2 Medios

Los elementos con los que se ha desarrollado el experimento son los siguientes

1. Celda de carga y mecanismo de enclavamiento del rotor
2. Fuente de corriente 0-1000A

## 12.3 Resultados

En la siguiente gráfica se muestran los resultados obtenidos de medir el Par estático de una de las fases de la máquina, para todo el rango de



corrientes y para 90 posiciones angulares comprendido en un arco de circunferencia de  $90^\circ$ .

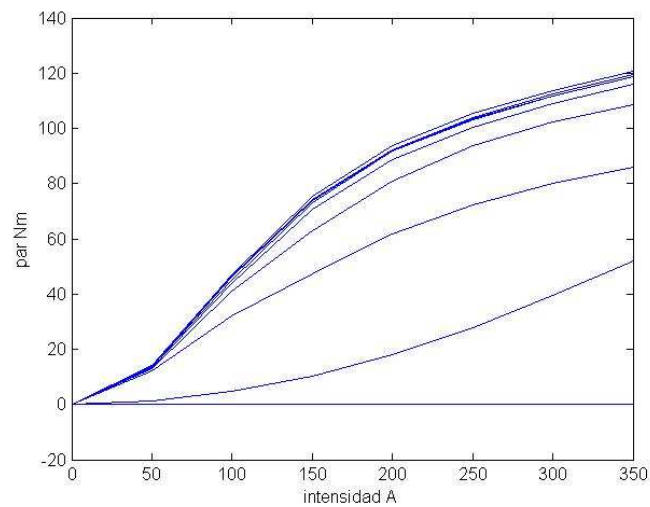


Figura 94. Par mecánico experimental medido

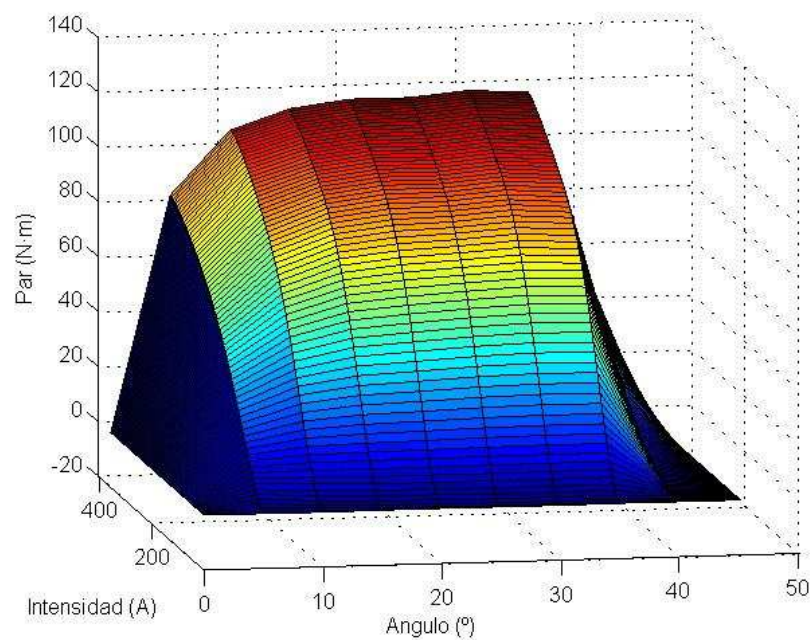


Figura 95. Par mecánico interpolado en todo el rango de I

## 12.4 Conclusiones

Teóricamente se esperaba una linealidad evidente entre el par y la corriente en saturación. Los resultados experimentales sin embargo no reproducen del todo dicho comportamiento. A pesar de ello, los valores



obtenidos de par son del orden esperado. Para comprobarlo, tomamos la expresión del par derivado de la potencia como:

$$T = P / \omega \quad [79]$$

A 9000rpm se espera desarrollar una potencia de unos 120KW empleando una corriente en fase de unos 200A . Despejando el par obtendríamos un valor de unos 125N·m.

## **13 Evaluación de distorsión armónica en corrientes de la red**

### **13.1 Descripción**

Con este ensayo se pretende evaluar el contenido en armónicos de la corriente inyectada a red en condiciones nominales. Para ello recogemos una captura de la corriente producida por nuestro convertidor lado red, la tratamos en MATLAB convenientemente y hallamos su transformada rápida de Fourier para obtener la THD.

Nuestro convertidor lado red utilizada una estrategia de control en doble banda de histéresis con anchura variable para conseguir una frecuencia de conmutación más pequeña y también constante en el tiempo de manera que sea más sencillo filtrar dicho componente antes de la conexión al nudo de la subestación. De esta manera se reduce el contenido en armónicos volcado a red. Se ha elegido una frecuencia de conmutación de 2.5Khz aunque nuestro controlador permite modificarla de manera sencilla hasta los 10KHz.

### **13.2 Medios**

Los medios utilizados para este experimento son los siguientes:

1. DSPACE/SIMULINK
2. Controlador del prototipo  $\Omega$  + LABVIEW
3. Convertidores de potencia del prototipo  $\Omega$

#### 4. MATLAB

### 13.3 Resultados

En la gráfica siguiente se muestra la forma de onda de la corriente y de la tensión para 250 A en modo generador capturada por un osciloscopio

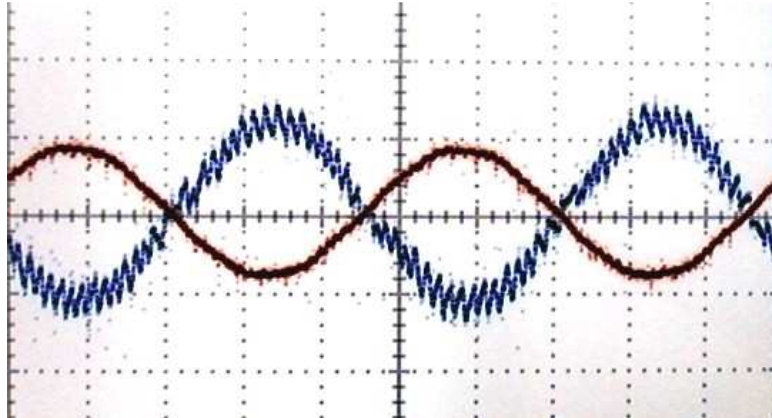


Figura.96 Captura de la corriente mediante Osciloscopio

### 13.4 Conclusiones

Con una frecuencia de conmutación de 2.5 Khz el contenido armónico volcado a red es menor del 5%, entrando por tanto dentro de los límites admitidos. Utilizando un filtro sintonizado a la frecuencia fundamental de 2.5 Khz es esperable que se reduzca además dicho contenido en armónicos en 1 o 2 puntos.

## 14 Ensayos energéticos

En un almacenador de Energía se deberá tener muy en cuenta el rendimiento energético intentando maximizarlo en la medida de lo posible para que el sistema sea rentable y atractivo, tanto energéticamente como económicamente.

En este sistema de almacenamiento de energía cinético existen dos aspectos que condicionan su rendimiento energético, los cuales son:

- Pérdidas aerodinámicas
- Pérdidas electromagnéticas.

Las pérdidas aerodinámicas son debidas al rozamiento de la masa girando a gran velocidad con la atmósfera en la que está inmersa. Estas pérdidas son función de la velocidad de giro, de la superficie de giro de la densidad del fluido que rodea al disco giratorio.

Las pérdidas electromagnéticas son las generadas por los elementos ferromagnéticos que forman la máquina y su comportamiento ante un campo magnético oscilante.

### 14.1 Pérdidas Aerodinámicas.

Con el objeto de decidir si se debe trabajar en vacío o el funcionamiento a presión atmosférica es posible, se ha realizado un cálculo aproximado. Se considera el caso ideal de un rotor liso girando a la velocidad angular máxima respecto a un estator igualmente liso.

Se emplea la teoría de la capa límite,. La figura 97 muestra una distribución de la velocidad del fluido entre el estator inmóvil y el rotor desplazándose a velocidad  $u$ .

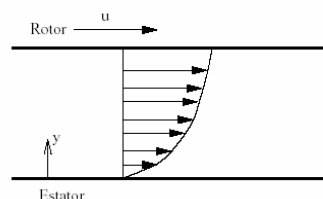


Figura 97 Distribución de velocidades del fluido entre estator y rotor

Para el cálculo de la potencia de pérdidas generadas por efectos aerodinámicos se consideran, tanto al rotor como al estator, cilindros concéntricos girando a la velocidad angular de trabajo uno respecto del otro, y además, inmersos en un fluido, en nuestro caso será aire.

Bajo estas suposiciones las cuales simplifican la realidad ayudando a tener de forma sencilla una estimación de las pérdidas generadas por efectos aerodinámicos se puede comenzar con el estudio preliminar de perdidas aerodinámicas.

Las características geométricas de los cilindros son las siguientes:

- Radio medio del cilindro interior (Rotor) 500 [mm].
- Radio medio del cilindro exterior (Estator) 500.5 [mm]

Si se considera el fluido, en este caso aire, como Newtoniano la ecuación que determina la ley de viscosidad es la siguiente:

$$\mu = \frac{\tau}{du/dy} \quad [80]$$

Donde:

- $\mu$  es la viscosidad cinemática del fluido, para el aire  $\mu = 1.8\text{e-}5$  [N·s/m<sup>2</sup>] para condiciones estándares de presión y temperatura 20°C y 1 Atm.
- $\tau$  es el esfuerzo cortante ejercido por el fluido por unidad de superficie [N/m<sup>2</sup>]
- $du/dy$  es el gradiente de velocidades del fluido siempre que su comportamiento sea laminar.

Para un cilindro girando concéntricamente con otro, el esfuerzo cortante ejercido sobre la superficie de este, se puede definir como:

$$\tau = \mu \frac{du}{dy} = \mu \frac{\omega R_{\text{int}}}{\delta} \quad [81]$$

Donde:

- $\omega$  es la velocidad angular máxima de trabajo (9000 rpm) en unidades de [rad/s].
- $\delta$  es el espacio que separa los dos cilindros en unidades de [m].
- H es la altura del cilindro 500 [mm].

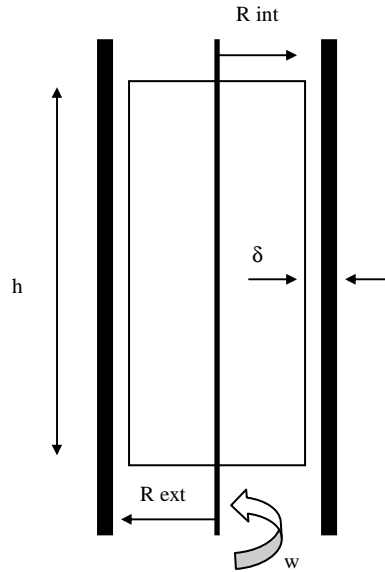


Figura 98. Esquema simplificado de la máquina, como dos cilindros concéntricos

Así la tensión superficial ejercida por el fluido sobre el cilindro es:

$$\tau = \mu \frac{\omega R_{\text{int}}}{\delta} = 1.8 \cdot 10^{-5} \frac{9000 \cdot 2\pi \cdot 500 \cdot 10^{-3}}{60 \cdot 5 \cdot 10^{-4}} = 16.96 [N/m^2]$$

El par generado por el fluido en toda la superficie del cilindro será:

$$T = \tau (2\pi R_{\text{int}} h) R_{\text{int}} = 16.96 \cdot (2\pi \cdot 500 \cdot 10^{-3} \cdot 500 \cdot 10^{-3}) \cdot 500 \cdot 10^{-3} = 13.32 [Nm]$$

La potencia de pérdidas a la velocidad angular máxima será de :

$$P = T\omega = 13.32 \frac{9000 \cdot 2\pi}{60} = 12554 [W]$$

## 14.2 Evaluación de las pérdidas por rozamiento en función de la presión

### 14.2.1 Descripción

Con este ensayo se pretende evaluar cuales son las pérdidas por rozamiento de la máquina en función de la velocidad y la presión en la cámara estanca de la máquina. Para calcular las pérdidas por rozamiento se parte de la curva de frenado aerodinámico de la máquina, desde una velocidad de 7500rpm hasta el punto donde la velocidad del rotor se hace nula.

- Para realizar los ensayos a distintas presiones, se acelera la máquina a la presión a ensayar hasta la velocidad máxima y se deja frenar libremente por las pérdidas mecánicas y aerodinámicas, tomando datos cada cierto tiempo.

De esta manera se obtienen las curvas de frenado aerodinámico para las diferentes presiones (940,700,500,300,100 y 1mbar). Como la velocidad del rotor por razones de seguridad no puede superar los 7500rpm bajo presión atmosférica, estas curvas se extrapolan hasta la velocidad nominal de 9000rpm para poder disponer de datos en todo el rango de operación válido.

El par en la máquina trabajando en vacío y sin excitación eléctrica sólo es función del par de rozamiento debido a los rodamientos y a la fricción del rotor con el aire. El par en la máquina se puede expresar mediante la siguiente fórmula:

$$\begin{aligned}T_{carga} + T_{rozamiento} - T_{elec} &= J \frac{d\omega}{dt} \\ T_{rozamiento} &= J \frac{d\omega}{dt} \quad [82]\end{aligned}$$

Ayudándonos de MATLAB ajustamos por tramos las curvas de frenado aerodinámico para las distintas presiones. A continuación, derivamos dichas

curvas, y obtenemos las curvas de par de rozamiento valiéndonos del valor del momento de inercia  $J$  ( $11.8\text{Kg}\cdot\text{m}^2$ ).

Para la caracterización de la potencia de pérdidas se procede de manera inmediata puesto que la potencia es el producto entre el par y la velocidad a la que ejecuta ese par:

$$P(t) = T(t) \cdot \omega(t) \quad [83]$$

Cabe mencionar que para descartar una posible contribución a las pérdidas debido a un imperfecto paralelismo entre la llanta de imanes permanentes que produce la levitación magnética y la máquina, se han monitorizado las tres celdas de carga repartidas en las carcasa durante una vuelta completa sin registrar ninguna variación en peso sobre ellas por lo menos mayor de 100g.

### 14.2.2 Medios

Para la realización del experimento se ha utilizado el siguiente material:

1. Controlador del prototipo  $\Omega$  + LABVIEW
2. Convertidores de potencia del prototipo  $\Omega$
3. MATLAB

### 14.2.3 Resultados

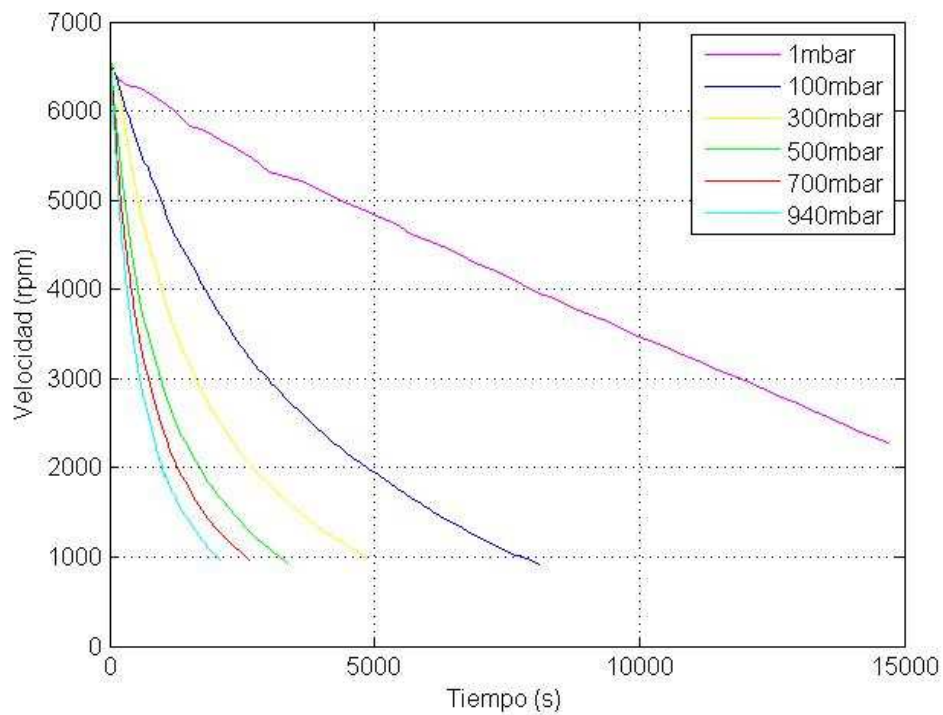


Figura 99. Curvas de frenado aerodinámico para las distintas presiones

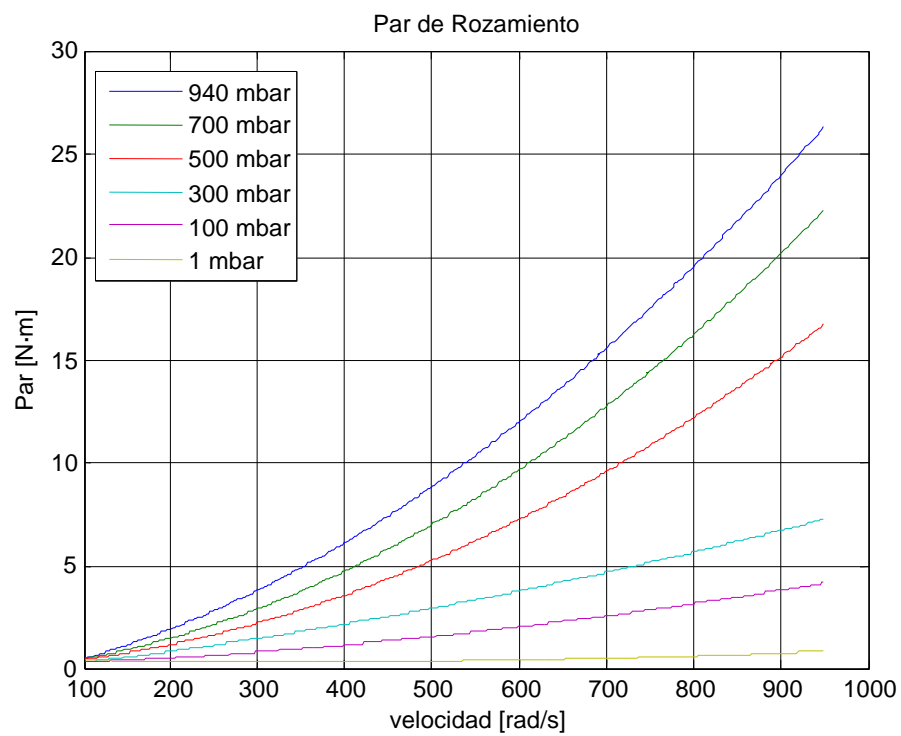


Figura 100. Par de rozamiento en función de la velocidad para distintas presiones



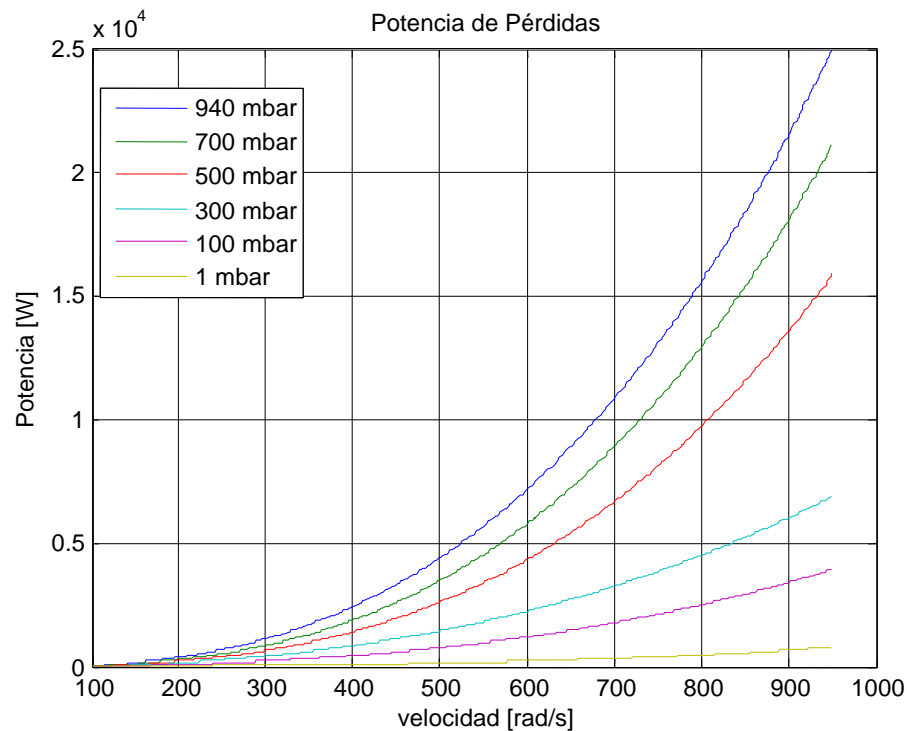


Figura 101 Potencia de rozamiento en función de la velocidad para distintas presiones

#### 14.2.4 Conclusiones

Como se puede observar en los resultados la reducción en las pérdidas por rozamiento al hacer vacío hasta 1mbar dentro de la cámara se reduce del orden de 100 veces para velocidades nominales.

A presión de 1mbar, se tienen del orden de 400W de pérdidas a velocidades nominales que bien pueden asimilarse por el rozamiento debido a los rodamientos y la fricción.

#### 14.3 Pérdidas Electromagnéticas.

Los fabricantes de chapa magnética proporcionan normalmente el valor de las pérdidas para ondas senoidales. Estas pérdidas pueden modelarse como la suma de un término dependiente de la histéresis del material y otro de las corrientes parásitas.

$$p = p_h + p_e = k_h f \hat{B}^{\beta_s} + k_e f^2 \hat{B}^2 \quad [84]$$

Donde  $\hat{B}$  es la amplitud de la onda sinusoidal de densidad de inducción,  $k_h$  es el coeficiente de histéresis,  $\beta_s$  el coeficiente de Steinmetz y  $k_e$  el coeficiente de corrientes parásitas.

Desgraciadamente el material solo está caracterizado para un campo magnético de variación temporal senoidal, lo que es suficiente para el cálculo de las pérdidas en el hierro en las máquina más frecuentes (síncronas y de inducción).

En el caso de la máquina de reluctancia, el campo magnético sigue una variación temporal de forma compleja, y como veremos en algunos casos unipolar. Esto requeriría un estudio aparte en profundidad pero en este caso se va a considerar de forma aproximada.

A continuación se estudian las pérdidas por corrientes parásitas y por histéresis para la máquina de reluctancia conmutada.

Por otra parte el material usado en el proyecto es del tipo Stabolit NO10, de 0,100 mm de espesor. Desgraciadamente, no se ha podido obtener las características del material del fabricante. En su lugar se ha usado para calcular los parámetros de Steinmetz el Cogent NO12, de 0,120 mm de espesor. Mediante un proceso de ajuste no lineal se han obtenido unos parámetros para el Cogent NO10 y el Stabolit-NO35 de Thyssen, los resultados de esta interpolación pueden verse en la tabla 8 .

Material	kh	$\beta_s$	Ke
Cogent NO12	0,028	1,75	$9,50 \cdot 10^{-6}$
Stabolit NO35	0,016	2,18	$8,46 \cdot 10^{-6}$
Stabolit NO10	0,016	2,18	$6.91 \cdot 10^{-6}$ (extrapolado)

Tabla 8. Parámetros de Steinmetz para diferentes tipos de acero. Por falta de datos se ha extrapolado el Stabolit NO10.

Para el cálculo de las pérdidas en el hierro se ha descompuesto la máquina en cuatro regiones, cuyas características pueden verse en la tabla 9.

Región	Masa	$B_{\max}$	Forma de onda	Polaridad
Polos del rotor	15 kg	2,0 T	Cuasi-cuadrada	Unipolar
Yugo del rotor	32 kg	1,4 T	Triangular	Unipolar/Bipolar
Polos del estator	19 kg	2,0 T	Cuasi-cuadrada	Bipolar
Yugo del est-tor	116 kg	1,2 T	Triangular	Unipolar

Tabla 9. Descripción de las regiones en las que se descompone la máquina para el cálculo de las pérdidas en el hierro

En la figura 102 puede verse la naturaleza del flujo en el rotor. Gracias al control bidireccional de la corriente del estator, el flujo es unidireccional en los polos y en la mitad del circuito de retorno.

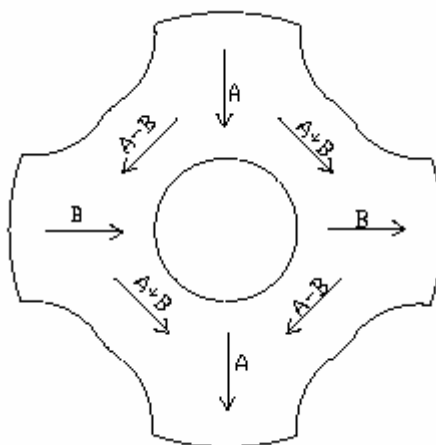


Figura 102: Sentido del flujo en el rotor. Como puede verse el flujo en los polos puede ser unipolar. Sin embargo en la mitad del circuito de retorno se puede producir una inversión del sentido del flujo

Por su parte, siguiente presenta los 12 pasos con los que la máquina completa una revolución. La necesidad de que el flujo en los polos del rotor sea unidireccional es la que define el sentido de la corriente en los bobinados, que en esta figura viene indicado con un signo + o -. Gracias a esta figura se puede definir las formas de onda en los diferentes puntos de la máquina.

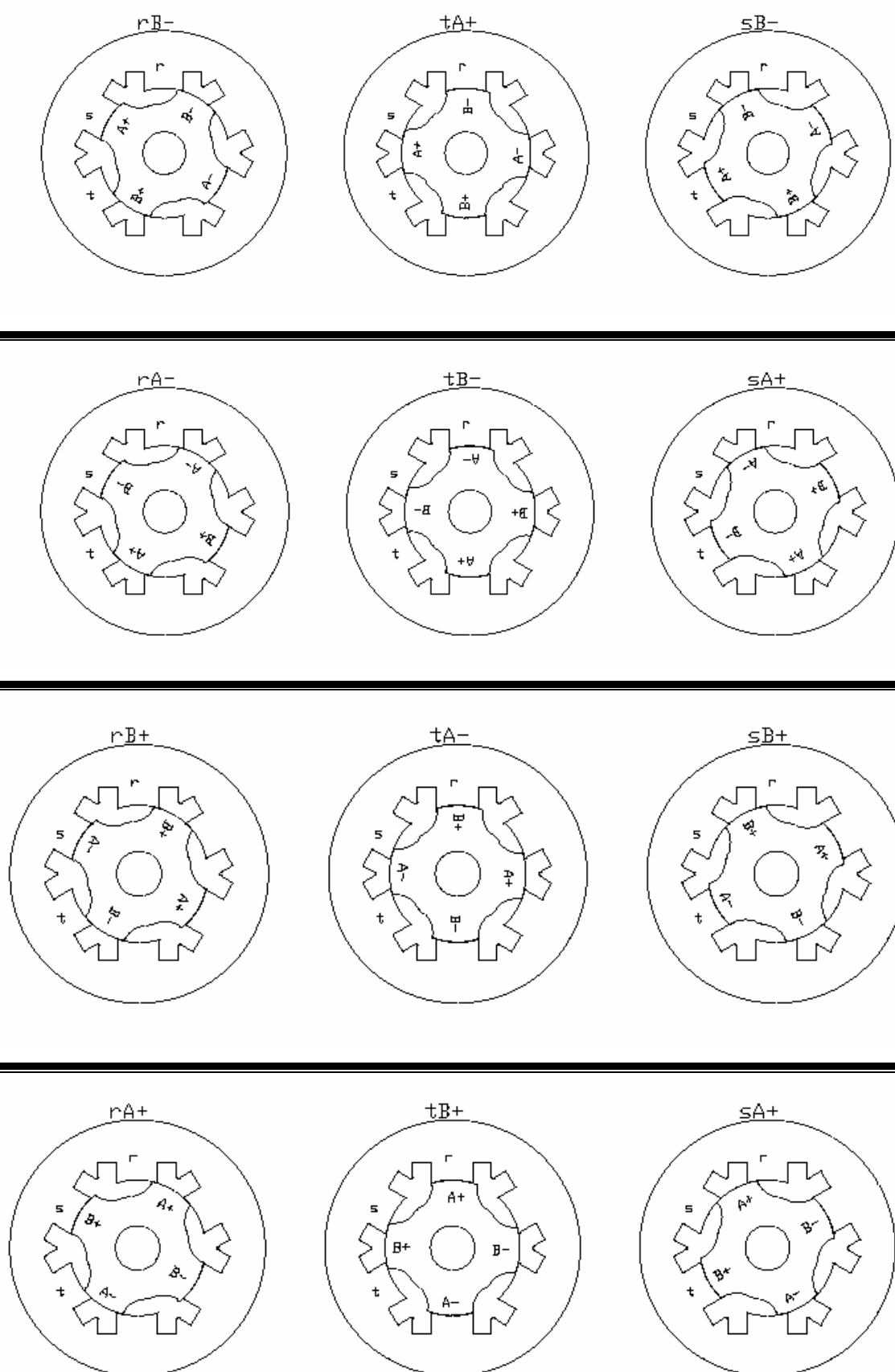


Figura 103: Secuencia de 12 pasos para conseguir flujo unidireccional en el rotor.

### 14.3.1 Pérdidas por corriente parásitas

El coeficiente de corrientes parásitas puede determinarse teóricamente en función del espesor de las laminaciones  $b$  y de la resistividad del hierro  $\rho_e$ , como:

$$k_e = \frac{\pi^2 b^2}{6\rho_e} \quad [85]$$

Cuando la forma de onda no es sinusoidal, las pérdidas por corrientes parásitas pueden modelarse como:

$$p_e = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{k_e}{2\pi^2} \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad [86]$$

Donde la integral se hace sobre un periodo  $T$  de conducción. En el caso en el que  $B(t)$  varía de forma lineal, se puede obtener las pérdidas asociadas a una transición:

$$W_e = \frac{k_e}{2\pi^2} \left( \frac{\Delta B}{\Delta t} \right)^2 \quad [87]$$

En general los parámetros de la ecuación anterior pueden determinarse por un ajuste a partir de las curvas de pérdidas a diferentes frecuencias y amplitudes de la onda de  $B$ .

### 14.3.2 Cálculo total de las pérdidas por histéresis

Para calcular las pérdidas por histéresis se puede observar la variación del trabajo eléctrico realizado sobre el material:

$$\frac{dW_{\text{electrico}}}{V} = HdB = H\mu_0 d(H + M) = H\mu_0 dH + H\mu_0 dM \quad [88]$$

La primera diferencial es una integral exacta que corresponde al trabajo reversible realizado sobre el material. Su contribución sobre una curva cerrada en  $H$  será nula. El segundo término sí puede dar una contribución sobre un periodo de  $H$ . En ese caso:

$$\frac{dW_{\text{electrico}}}{dH} = H\mu_0 \frac{dM}{dH} \quad [89]$$

Donde ahora  $W_{\text{eléctrico}}$  corresponde a las pérdidas por unidad de volumen. Para la alimentación de la máquina de reluctancia, se ha estudiado la conveniencia de emplear una alimentación bipolar del estator para evitar una inversión del campo magnético en el rotor.

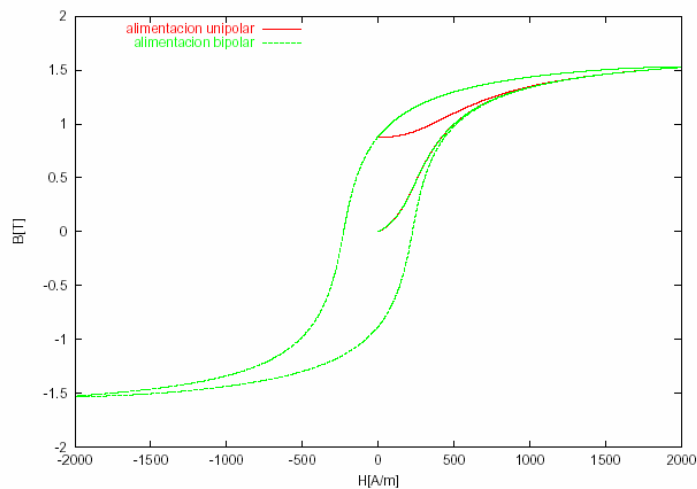


Figura 104. Curvas de histéresis calculadas, mostrando la diferencia de pérdidas en el caso de emplearse una alimentación bipolar del estator y una unipolar.

El resultado puede observarse en la figura anterior, donde se ha representado un ciclo de histéresis mayor (con  $H$  bipolar) y otro menor (con  $H$  unipolar). La relación entre el área de ambos ciclos es aproximadamente 4 (variando con el nivel de saturación)

Para el cálculo de las pérdidas en la máquina presente se seguirán las siguientes reglas:

1. La máquina se descompone en 5 zonas diferentes:
  - los polos del rotor.
  - la zona del circuito de retorno del rotor con flujo unipolar.
  - la zona del circuito de retorno del rotor con flujo bipolar.
  - los polos del estator.

- el circuito de retorno del estator
- 2. Para cada zona se cuentan el número de ciclos mayores y menores y las pérdidas por histéresis para cada tipo de ciclo y nivel de inducción magnética.
- 3. Ese cálculo dará las pérdidas por histéresis
- 4. Igualmente para cada zona se cuentan el número de flancos de la secuencia de flujo así como el salto del nivel de inducción y el tiempo en que éste ocurre. Eso dará las pérdidas por corrientes parásitas
- 5. De los puntos anteriores se obtienen las pérdidas a la máxima velocidad y potencia. Para estudiar el calentamiento de la máquina interesa la potencia media en el ciclo de funcionamiento más desfavorable. Este se produce cuando la aceleración y deceleración ocurre a potencia máxima entre las velocidades extremas  $\omega_{\max}$  y  $\omega_{\max}/\sqrt{2}$

Las pérdidas por histéresis son las resumidas en la siguiente tabla y calculadas mediante un programa de elementos finitos Ansys<sup>TM</sup>:

Zona	Masa [kg]	B [T]	Ciclos Mayores	Ciclos Menores	P <sub>hist</sub> por vuelta	P <sub>hist</sub> [W]
Polos Estator	19	2	1	2	2,07	307
Yugo Estator	116	1,2	4	4	13,81	2052
<b>Total Estator</b>						<b>2356</b>
Polos Rotor	15	2	0	6	1,63	242,5
Yugo Rotor unipolar	16	1,4	0	12	1,6	237,7
Yugo Rotor Bipolar	16	1,4	6	0	3,2	475,4
<b>Total rotor</b>						<b>955,6</b>

Tabla 10. Cálculo de las pérdidas por histéresis a la frecuencia máxima en las diferentes zonas de la máquina mediante programa de elementos finitos Ansys TM

Para el cálculo de las pérdidas por corrientes parásitas se usarán unos tiempos de ascenso de 280  $\mu$ s para las ondas triangulares y de 94  $\mu$ s para la

zona cuadrada de las ondas (valores que se pueden comparar con las simulaciones dinámicas).

Los cálculos pueden verse en la tabla siguiente.

Zona	Masa [kg]	B [T]	P <sub>eddy</sub> por flanco	P <sub>eddy</sub> [W]
Polos Estator	19	2	0,285	338
Yugo Estator	116	1,2	0,208	743
<b>Total Estator</b>				<b>1081</b>
Polos Rotor	15	2	0,225	242,5
Yugo Rotor unipolar	16	1,4	0,391	140
Yugo Rotor Bipolar	16	1,4	0,391	140
<b>Total rotor</b>				<b>680</b>

Tabla 11. Cálculo de las pérdidas por corrientes parásitas a la frecuencia máxima en las diferentes zonas de la máquina mediante programa de elementos finitos Ansys TM.

A continuación se muestran diferentes resultados del cálculo del modelado de la maquina de reluctancia conmutada en un programa de elementos finitos Ansys TM.

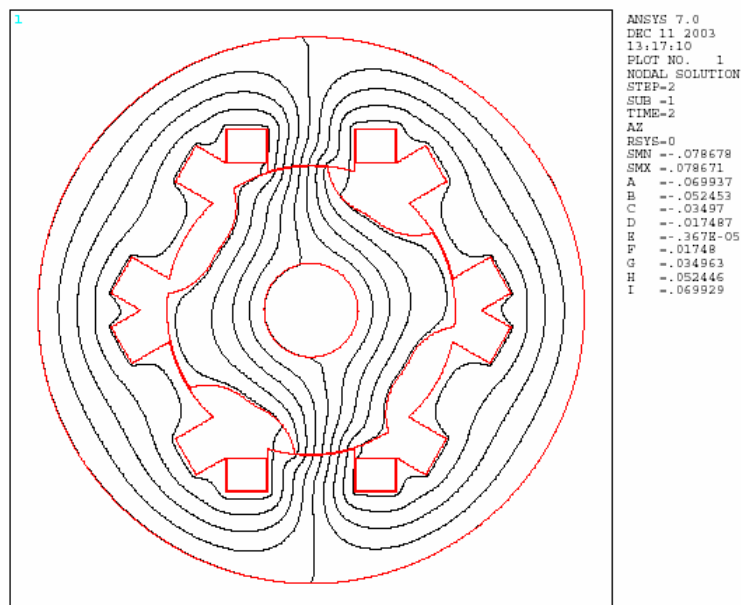


Figura 105: Líneas de fuerza en la máquina 6-4, ángulo de giro de 13° y corriente de 300 A



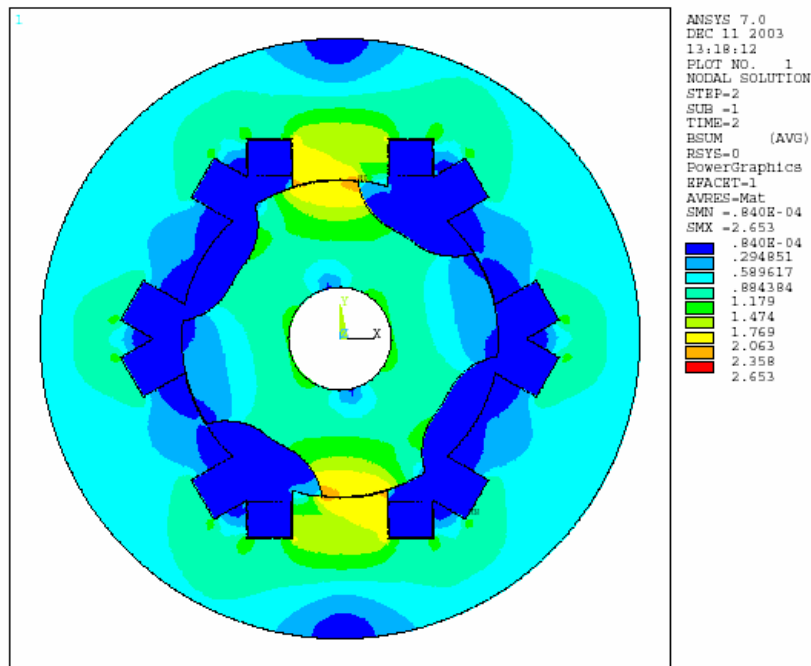


Figura 106. Densidad de inducción en el modelo de la máquina 6-4, ángulo de giro de 13° y corriente de 300 A.

## 14.4 Rendimiento energético bajo presión atmosférica

### 14.4.1 Descripción

En el caso que estamos tratando, hablar de rendimientos en términos de potencia no procede puesto que las velocidades en el funcionamiento de la máquina no son estables ya que ésta no tiene carga y presenta poca inercia, con lo que se trata de una variable difícil de manejar. Se considerará el cálculo de la energía que se pierde a través de la energía eléctrica consumida por el sistema, la almacenada en el volante y la energía correspondiente a pérdidas.

Para obtener la energía se ha supuesto que ésta puede obtenerse multiplicando los valores instantáneos de tensión y corriente y haciendo una integral en el tiempo, esto es:

$$E(t) = \int_0^t V(t) \cdot I(t) \cdot dt \quad [90]$$

Este proceso se ha desarrollado en SIMULINK y ha sido implementado en laboratorio mediante la tarjeta de adquisición de datos DPSACE, introduciendo las señales de corriente y tensión de red.

A la hora de estimar las energías en la máquina hay que considerar que tenemos:

- Energía eléctrica consumida por la máquina: estimada como se ha indicado en este punto.
- Energía perdida en el rozamiento, tanto aerodinámico como en los rodamientos: obtenida a partir de los polinomios estimados en el punto 12.2 ( $P=f(\omega)$ ;  $E=\int P(t)dt$ ).
- Pérdidas eléctricas en la máquina, en el cobre y en el hierro: Las pérdidas en el cobre se van a considerar despreciables puesto que se ha medido la resistencia de la fase, incluyendo el conductor que la une al convertidor y resulta muy pequeña ( $8m\Omega$ ).
- Energía cinética que se consigue a base de acelerar hasta una cierta velocidad: Se podrá calcular conociendo la inercia del sistema y viendo la diferencia de velocidad entre dos instantes.

Llegados a este punto, podríamos obtener finalmente las pérdidas en el rotor de la máquina a partir de la expresión:

$$E_{elec} = E_{cinetica} + E_{rozamiento} + E_{Fe+Cu} \quad [91]$$

Asimismo también se ha calculado la energía aproximada que tiene un pulso de corriente en la máquina de manera que se pudiera comprobar que esta podía dar la potencia nominal para la que estaba diseñada. Para realizar este cálculo se han capturado un pulso de corriente y tensión en una de las fases a 7500rpm ( $T=2ms$ ) y se ha calculado la energía.

#### 14.4.1.1 Medios

1. DSPACE/SIMULINK
2. Controlador del prototipo  $\Omega$  + LABVIEW
3. Convertidores de potencia del prototipo  $\Omega$

#### 14.4.1.2 Resultados

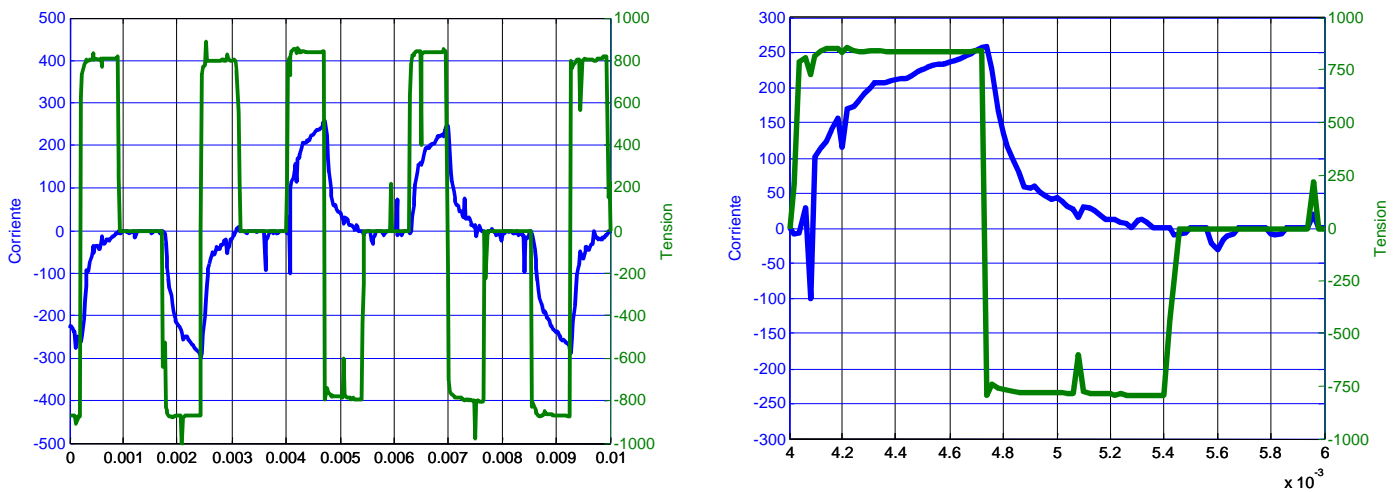


Figura 107. Corriente y tensión en la máquina en modo motor girando a 7500rpm

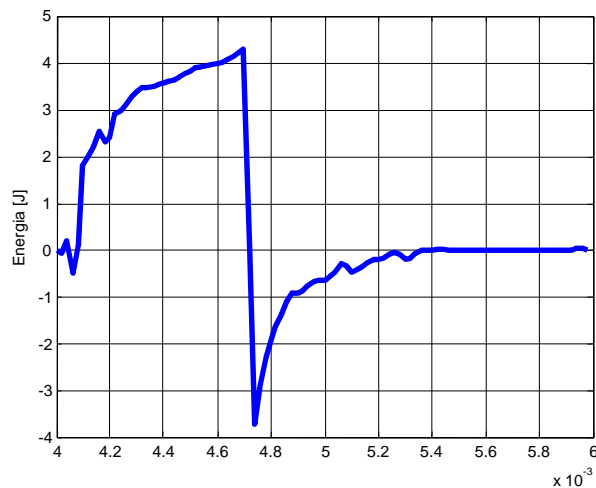


Figura 108. Energía calculada en el pulso de corriente de la figura anterior

En las gráficas anteriores se muestran los registros hechos a una velocidad de 7500 rpm y a plena potencia.

En la gráfica 107 se muestra un registro de la corriente y de la tensión de una fase es modo monopolso actuando la maquina eléctrica como motor. En

la gráfica 108 se muestra el producto de  $U \cdot i$  (Tensión por corriente instantáneos) se puede observar como en cada pulso existe una absorción de energía (signo positivo) y una devolución de energía (signo negativo) esto es equivalente al efecto de la energía reactiva en los sistemas eléctricos convencionales, debido a la desmagnetización de la fase de la máquina.

En la tabla se muestra el cálculo de energía durante un proceso de arranque de la máquina, pasando esta de 0 a 7500 rpm y su reparto según sea energía consumida en pérdidas o almacenada en el disco.

<b>Energía Eléctrica</b>	5.571.902 J
<b>Energía Rozamiento</b>	891.504 J
<b>Energía Cinética</b>	4.568.960 J
<b>Energía Pérdidas Fe+Cu</b>	111.438 J

Tabla 12. Reparto de energías en un proceso de arranque hasta 7500rpm

#### 14.4.1.3 Conclusiones

En las condiciones en que se ha realizado el ensayo para el reparto de energías, el 100% de energía eléctrica inyectada en el sistema se reparte del siguiente modo, siguiendo los valores de la Fig.5:

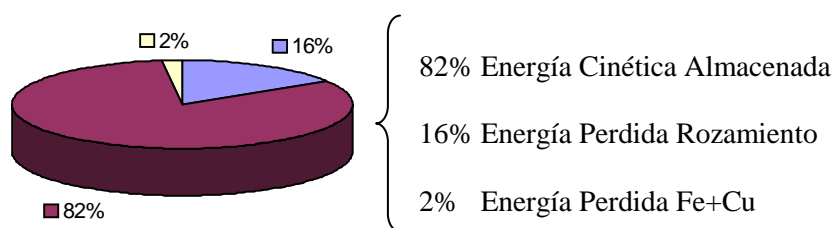


Figura 109. Reparto de energías en un proceso de arranque hasta 7500rpm a presión atmosférica

Las pérdidas por rozamiento son muy elevadas puesto que el ensayo ha sido realizado bajo presión atmosférica. En el apartado anterior vimos que existía una reducción importante en las pérdidas por rozamiento al pasar de

presión atmosférica a vacío de 1mbar, así que se espera que el rendimiento del sistema mejore considerablemente bajo condiciones de vacío.

En cuanto a la máquina, en un ciclo, a 7500 rpm (2ms), se ha calculado el área que deja la curva de corriente y resulta un valor de 80.58 [J], lo cual equivale a una potencia de 40.29 [kW] por fase cuando la máquina está en estas condiciones de intensidad y velocidad. Esto supone que la máquina estaba consumiendo un total de 120.9 [kW] en total en dicha situación, lo que coincide con la situación esperada.

Sin embargo este valor neto de energía para un pulso de corriente de 80.58 [J] está compuesto por el siguiente par de sumandos.

$$E_{neta} = E_{positiva} + E_{negativa} \quad [92]$$

La existencia de energía negativa  $E_{negativa}$  es un fenómeno similar a la energía reactiva en los sistemas de corriente alterna. Esta energía evita generar potencia útil en el eje y es debida a la devolución de la energía magnética almacenada en los circuitos magnéticos de las fases que componen la máquina.

Este tipo de máquinas necesitan de esa energía en cada pulso de corriente, reduciendo así su rendimiento mecánico. En este caso la relación entre  $E_{positiva}$  y  $E_{negativa}$  es de 0,75 lo cual es equivalente a los que sucede en las máquinas de inducción donde su factor de potencia es bajo.

## **15 Ensayos térmicos en una máquina de reluctancia conmutada.**

### **15.1 Evolución de temperatura de la máquina de reluctancia conmutada en operación nominal**

#### **15.1.1 Descripción**

Mediante este ensayo se prevé registrar la evolución de la temperatura de las bobinas, los rodamientos y el rotor de la máquina analizada durante su operación normal bajo refrigeración forzada por aire y bajo ausencia de refrigeración. Se pretende asimismo obtener el valor de estabilización de la temperatura.

Para realizar el ensayo se dispone de dos sondas PT100 conectadas a una bobina de una fase y al rodamiento inferior, que resulta el más crítico en términos de esfuerzos soportados. Asimismo, se dispone de un pirómetro óptico que mide la temperatura de la superficie del rotor de la máquina a través de una ventana producida en la carcasa. La medida de este aparato se ve muy afectada por los campos electromagnéticos generados y únicamente debe tomarse como válida durante los instantes en que ninguno de los convertidores de potencia está conectado. Las medidas se realizan bajo presión atmosférica puesto que el funcionamiento en vacío no resulta posible debido a las descargas eléctricas que se producen.

#### **15.1.2 Medios**

1. PT100s
2. Pirómetro
3. Controlador de temperaturas
4. Controlador del prototipo  $\Omega$  + LABVIEW

## 5. Convertidores de potencia del prototipo $\Omega$

### 15.1.3 Resultados

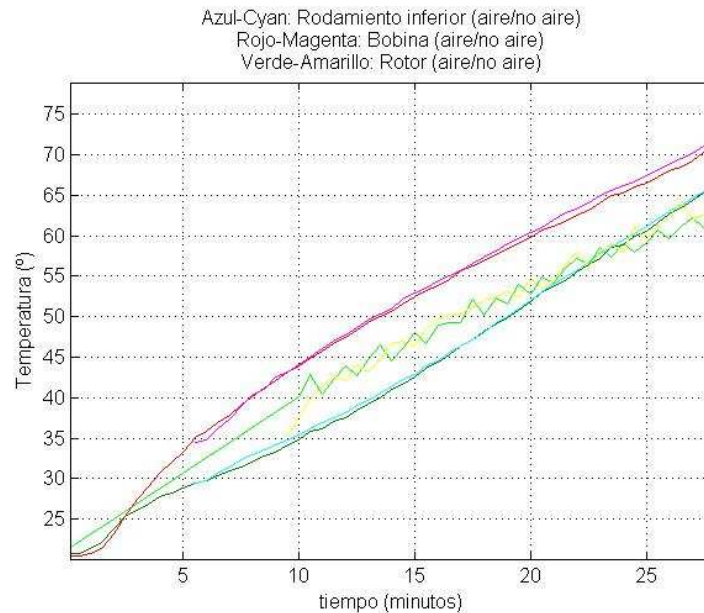


Figura 110. Evolución de temperaturas bajo ventilación y sin ventilación

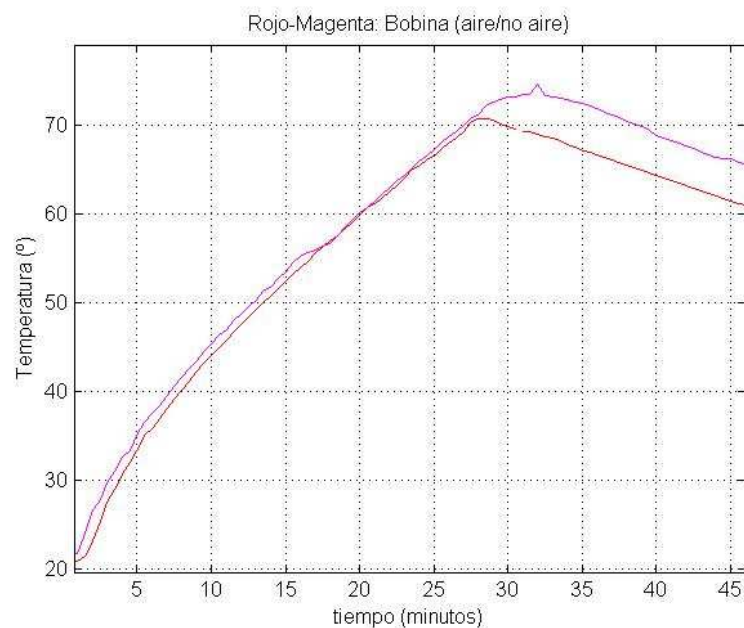


Figura 111. Evolución de la temperatura de las bobinas en calentamiento y refrigeración

El diseño de la máquina se realizó para que la temperatura de trabajo estuviese por debajo de los 80°C con refrigeración forzada por aire.

En la gráfica 110 se puede apreciar la evolución en tres puntos distintos de la máquina de la temperatura durante el ensayo, con la refrigeración por aire activada y desactivada.

#### **15.1.4 Conclusiones**

Cabe decir, que la gran contribución de pérdidas viene dada por el rozamiento aerodinámico. A presión atmosférica la temperatura no alcanza ningún valor de estabilización y crece de manera continua aunque con tendencia a estabilizarse (sobre una temperatura mayor a la crítica de 70°C). Habría que realizar este mismo ensayo bajo presión nominal de unos pocos mbar para validar el sistema a nivel térmico y comprobar que la temperatura de estabilización queda por debajo de los 70°C.

Los resultados no muestran de todos modos ninguna mejora de la situación térmica en el caso en que se utilice refrigeración forzada aire. El tiempo que tarda el sistema en alcanzar una misma temperatura es prácticamente igual en el caso de ausencia de ventilación. La refrigeración utilizada resulta insuficiente para contrarrestar las pérdidas de rozamiento bajo presión atmosférica, como ya hemos visto, en un tiempo poco razonable se obtiene la temperatura crítica de 70° donde por seguridad se desconectan los convertidores y el sistema deja de funcionar. Esto además plantea un problema, y es que bajo la desconexión de los convertidores a velocidad nominal, los rodamientos siguen sufriendo y por tanto calentándose y además las pérdidas por rozamiento aerodinámico son muy altas, y aunque las bobinas dejan de calentarse debido a la inyección de altas corrientes, el aire en el interior de la cámara sigue haciéndolo por fricción con el rotor. Cabría por tanto plantearse la posibilidad de ante una sobretemperatura, no decidir desconectar los convertidores si no hacer una frenada de emergencia.



## Conclusiones.

Mediante este proyecto se ha tratado de mostrar el trabajo realizado en la ejecución de un almacenador cinético de energía, repasando todos los elementos constructivos que lo componen y dando una visión general que justifique su elección desde el punto de vista técnico y económico.

Como se ha visto en los capítulos anteriores el almacenador cinético de energía está compuesto por un disco de acero, la elección de este material está condicionada por dos razones; la primera es que este material es un material de fácil mecanizado, barato y de fácil reemplazo en caso de avería, lo cual dota al sistema de una gran agilidad; La segunda razón es su emplazamiento, este es un almacenador cuya ubicación final es estacionaria, está pensado para que su ubicación sea una subestación de tracción en caso de que el cliente sea RENFE, o en una subestación de transformación en caso de que el cliente final sea una compañía eléctrica, como ya se vio, este tipo de almacenadores son de baja velocidad (900 rad/s) y por el contrario son muy pesados (2000 kg).

La elección de una máquina de reluctancia conmutada como máquina motriz/generador. Es una elección técnico-económica basada en que es una máquina de fácil construcción, de bobinado muy simple, con una gran capacidad de desarrollar un alto par por cm de longitud de estator (50 N·m/cm), capaz de alcanzar velocidades muy elevadas sin necesidad de acoplamientos y transformaciones mecánicas y que no requiere de un accionamiento de prestaciones excepcionales, puesto que, aunque la velocidad mecánica sea muy elevada, la frecuencia de las magnitudes eléctricas es muy baja (300 Hz). Por el contrario el factor de potencia en este tipo de máquinas es relativamente bajo (0,85).

Por todo ello este almacenador cinético de energía es una alternativa real a las necesidades futuras que presenta una sociedad tan tecnificada como en la que actualmente vivimos.

## APÉNDICE A

### 15.2 Deducción Del Algoritmo De Cálculo Para La Anchura De Banda Variable.

El objetivo de este estudio es la obtención de una expresión para la anchura óptima, en cada instante, de la banda de histéresis utilizada en el control de corriente del convertidor de tres niveles de tensión, de forma que la frecuencia media de conmutación de los semiconductores se mantenga constante e igual a un valor determinado.

Para ello se deben considerar todos los casos posibles que signifiquen evoluciones diferentes en la corriente dentro de cualquiera de las dos bandas de conmutación, tanto cuando la referencia de corriente es creciente como cuando es decreciente. En total, resultan 4 casos y están representados en las figura a.1. (a), (b), (c) y (d).

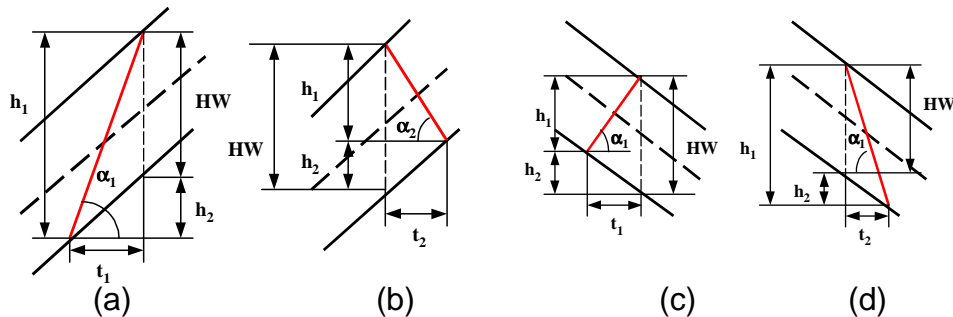


Figura a.1. Crecimiento y decrecimiento de la corriente cuando la referencia tiene pendiente positiva (a) y (b) y negativa (c) y (d).

Siendo  $HW$  la anchura vertical de la banda de conmutación,  $h_1$  la proyección vertical del tramo de la corriente que evoluciona dentro de la banda,  $h_2$  la proyección vertical del tramo de banda recorrido por la corriente,  $t_1$  y  $t_2$  las proyecciones horizontales del tramo de corriente dentro de la banda y a la vista de la figura a.1., se pueden plantear las siguientes ecuaciones para cada caso:

Así para la figura a.1.a:

$$HW = h_1 - h_2 \quad [a1]$$

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{di^+}{dt} = \frac{h_1}{t_1}$$

$$h_1 = \frac{di^+}{dt} \cdot t_1 \quad [a2]$$

Se denomina  $i^+$  al tramo de corriente creciente dentro de la banda.

De la misma forma, si se considera el límite inferior de la banda paralelo a la referencia de corriente, lo cual es admisible para un periodo de tiempo pequeño, se puede presentar también:

$$h_2 = \frac{di_{ref}}{dt} \cdot t_1 \quad [a3]$$

Sustituyendo las expresiones a2 y a3 en a1 resulta:

$$HW = \frac{di^+}{dt} \cdot t_1 - \frac{di_{ref}}{dt} \cdot t_1 \quad [A]$$

Una expresión similar para la anchura de la banda se puede obtener a partir de la figura a.1.(b), donde:

$$HW = h_1 + h_2, \\ \operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{di^-}{dt} = \frac{h_1}{t_2} \Rightarrow h_1 = \frac{di^-}{dt} \cdot t_2 \quad \text{y} \quad h_2 = \frac{di_{ref}}{dt} \cdot t_2.$$

Teniendo en cuenta los signos adecuados,

$$-HW = \frac{di^-}{dt} \cdot t_2 - \frac{di_{ref}}{dt} \cdot t_2 \quad [B]$$

Se puede comprobar que estas expresiones son igualmente válidas cuando la referencia de corriente es decreciente, si se tienen en cuenta los signos correspondientes, desarrollando las expresiones adecuadas de acuerdo con las figuras a.1.(c) y a.1.(d).

De esta forma, se han conseguido dos expresiones para la anchura de la banda de histéresis, que se utilizarán en el posterior desarrollo.

$$HW = \frac{di^+}{dt} \cdot t_1 - \frac{di_{ref}}{dt} \cdot t_1 \quad [a4]$$

$$-HW = \frac{di^-}{dt} \cdot t_2 - \frac{di_{ref}}{dt} \cdot t_2 \quad [a5]$$

Por otro lado, la suma del tiempo de subida y el tiempo de bajada de la corriente dentro de la banda constituye el período de conmutación y da lugar a la frecuencia de conmutación.

$$t_1 + t_2 = T_c = \frac{1}{f_c} \quad [a6]$$

En la figura a.2. se ha considerando un modelo sencillo del convertidor de tres niveles, conectado a una red o a una máquina eléctrica. Esta red o máquina eléctrica se ha representado por una fuente de tensión senoidal y una inductancia L. Seguidamente se determina la evolución de la corriente cuando se aplican las tensiones correspondientes en cada una de las bandas de conmutación.

Se definen los distintos niveles de tensión aplicables por el convertidor en función del estado de los semiconductores del mismo:

Encendiendo los semiconductores sw1a y sw2b:

Se aplica tensión positiva +Vdc

Encendiendo los semiconductores sw1a,sw1b, sw2a o sw2b

Se aplica tensión nula

Encendiendo los semiconductores sw1b y sw2a:

Se aplica tensión negativa -Vdc

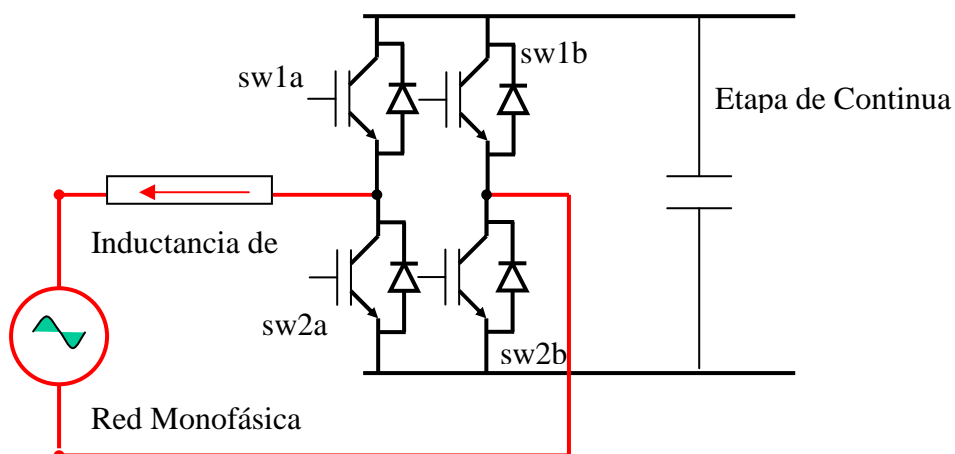


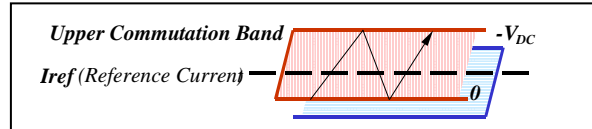
Figura a.2. Circuito eléctrico de un del convertidor de tres niveles de tensión.

Con el esquema anterior, se cumplen las siguientes ecuaciones:

Para la conmutación en la banda superior:

$$-V_{DC} \Rightarrow \frac{di^-}{dt} = -\frac{V_{DC}}{2L} - \frac{V_{load}}{L} \quad [a7]$$

$$0 \Rightarrow \frac{di^-}{dt} = -\frac{V_{load}}{L} \quad [a8]$$

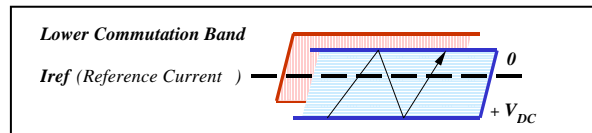


Con la aplicación de tensión  $-V_{dc}$  la corriente debe reducirse por lo que la aplicación de tensión cero debe ser capaz de hacer crecer la corriente.

Para la conmutación en la banda inferior:

$$0 \Rightarrow \frac{di^-}{dt} = -\frac{V_{load}}{L} \quad [a9]$$

que obliga a que la tensión alterna sea necesariamente positiva.



$$V_{DC} \Rightarrow \frac{di^-}{dt} = \frac{V_{DC}}{2L} - \frac{V_{load}}{L} \quad [a10]$$

A continuación se procederá al cálculo de la anchura de la banda de conmutación utilizando las expresiones [a4] y [a5] y aplicando la condición:  $t1+t2=cte=1/f_c$  en cada una de las bandas de conmutación. Se obtiene con ello una expresión de la anchura que ha de tener en cada instante la banda de histéresis de regulación de la corriente de salida del inversor para que la frecuencia de conmutación sea constante.

### 15.2.1 Conmutación en la Banda Superior

Cuando se está utilizando la Banda Superior para conmutar la corriente, se utilizarán las expresiones [a7] y [a8]. Sustituyendo en ellas el valor de  $\frac{di}{dt}$ , utilizando las relaciones [a4] y [a5], y definiendo además la variable 'm' como:

$$m = \frac{di_{ref}}{dt},$$

se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$HW = \frac{-V_{load}}{L} \cdot t_1 - m \cdot t_1 \quad [a11]$$

$$-HW = \left( -\frac{V_{DC}}{L} - \frac{V_{load}}{L} \right) \cdot t_2 - m \cdot t_2$$

La suma de las dos expresiones anteriores resulta:

$$-\frac{V_{load}}{L}(t_1 + t_2) - \frac{V_{DC}}{L} \cdot t_2 - m(t_1 + t_2) = 0 \quad [a12]$$

La resta, por su parte, da lugar a esta otra expresión:

$$-\frac{V_{load}}{L}(t_1 - t_2) + \frac{V_{DC}}{L} \cdot t_2 - m(t_1 - t_2) = 2 \cdot HW \quad [a13]$$

A partir de la expresión [a12], e introduciendo la fc de la relación [a6], se obtiene:

$$-\frac{V_{load}}{L} \frac{1}{f_c} - \frac{V_{DC}}{L} \cdot t_2 - m \frac{1}{f_c} = 0 \Rightarrow t_2 = -\frac{L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \quad [a14]$$

$$t_1 = \frac{1}{f_c} - t_2 = \frac{1}{f_c} + \frac{L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \quad [a15]$$

De igual forma:

$$t_1 - t_2 = \frac{1}{f_c} + \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \quad [a16]$$

Sustituyendo las expresiones [a14] y [a15] en la ecuación [a13] resulta:

$$\begin{aligned}
2 \cdot HW &= -\frac{V_{load}}{L} \left( \frac{1}{f_c} + \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \right) - \frac{V_{DC}}{L} \cdot \frac{L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) - \\
&\quad - m \cdot \left( \frac{1}{f_c} + \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \right) \\
2 \cdot HW &= -\left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \cdot \left( \frac{1}{f_c} + \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \right) - \frac{1}{f_c} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \\
2 \cdot HW &= -\frac{1}{f_c} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) - \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right)^2 - \frac{1}{f_c} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \\
2 \cdot HW &= -\frac{1}{f_c} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) - \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \\
HW &= -\frac{1}{f_c} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \left[ 1 + \frac{L}{V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \right] \quad [a17]
\end{aligned}$$

Esta expresión muestra una relación de la anchura de banda de conmutación con los valores instantáneos de tensión y derivada de corriente en la carga, en el caso de estar conmutando en la banda superior.

### 15.2.2 Conmutación en la Banda Inferior

Cuando se está utilizando la Banda Inferior para conmutar la corriente, es cuando la tensión de la fase corriente será positiva, por lo que las expresiones que se utilizarán son [a9] y [a10]. Sustituyendo las mismas en [a4] y [a5], resulta:

$$\left( \frac{V_{DC}}{L} - \frac{V_{load}}{L} \right) \cdot t_1 - m \cdot t_1 = HW \quad [a18]$$

$$-\frac{V_{load}}{L} \cdot t_2 - m \cdot t_2 = -HW$$

Procediendo de forma análoga al caso anterior:

La suma de las expresiones anteriores da lugar a la siguiente expresión:

$$\frac{V_{DC}}{L} \cdot t_1 - \frac{V_{load}}{L} (t_1 + t_2) - m(t_1 + t_2) = 0 \quad [a19]$$

De igual forma, la resta de las mismas da lugar a:

$$\frac{V_{DC}}{L} \cdot t_1 - \frac{V_{load}}{L} (t_1 - t_2) - m(t_1 - t_2) = 2 \cdot HW \quad [a20]$$

A partir de la expresión de la suma [a20], si se considera la relación [a19], se puede obtener:

$$\frac{V_{DC}}{L} \cdot t_1 - \frac{V_{load}}{L} \frac{1}{f_c} - m \frac{1}{f_c} = 0 \quad \Rightarrow t_1 = \frac{L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \quad [a21]$$

de forma análoga a como resultaba en el cálculo de la Banda Superior.

$$t_2 = \frac{1}{f_c} - t_1 = \frac{1}{f_c} - \frac{L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \quad [a22]$$

De igual forma:

$$t_1 - t_2 = \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) - \frac{1}{f_c}$$

Evaluando la expresión de la resta [a20] e introduciendo en ésta las relaciones [a21] y [a22], resulta:

$$\begin{aligned} 2 \cdot HW &= \frac{V_{DC}}{L} \cdot \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) - \frac{V_{load}}{L} \left( \frac{4 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) - \frac{1}{f_c} \right) - \\ &\quad - m \cdot \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) + m \cdot \frac{1}{f_c} \\ 2 \cdot HW &= \frac{1}{f_c} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) - \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \cdot \frac{V_{load}}{L} + \frac{V_{load}}{L} \cdot \frac{1}{f_c} - \\ &\quad - m \cdot \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) + m \cdot \frac{1}{f_c} \\ 2 \cdot HW &= \frac{1}{f_c} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) - \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) + \frac{1}{f_c} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \\ 2 \cdot HW &= \frac{1}{f_c} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) - \frac{2 \cdot L}{f_c \cdot V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \\ HW &= \frac{1}{f_c} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \left[ 1 - \frac{1 \cdot L}{V_{DC}} \left( \frac{V_{load}}{L} + m \right) \right] \quad [a23] \end{aligned}$$

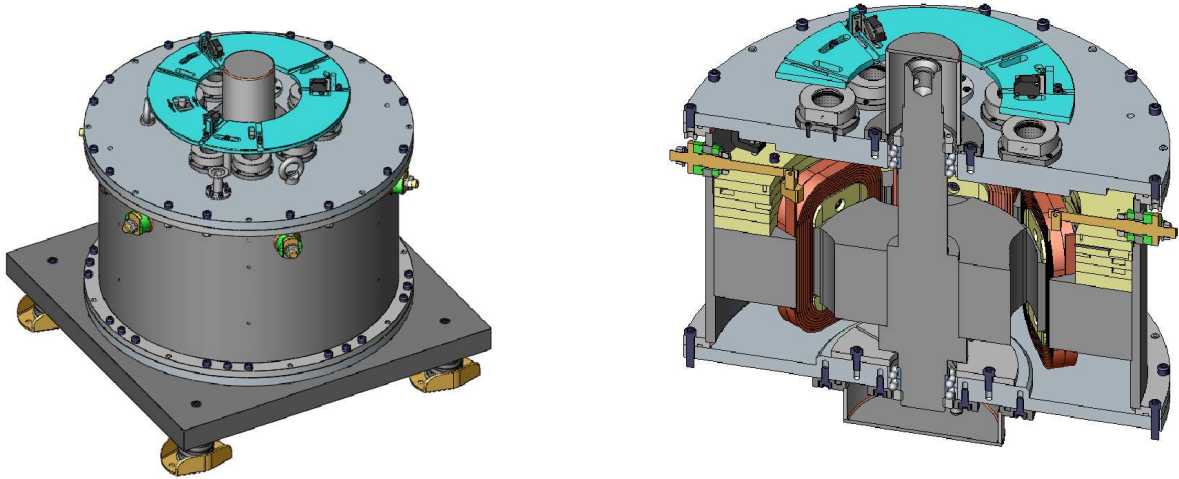
La expresión anterior muestra una relación de la anchura de banda de conmutación con los valores instantáneos de tensión y derivada de corriente en la carga, en el caso de estar conmutando en la Banda Inferior. Utilizando las



expresiones [a17] y [a23], se puede determinar la anchura que ha de tener en cada momento la banda de histéresis donde conmutará la corriente, dependiendo de la banda de conmutación con la que se esté trabajando.

## Apéndice B

### Prototipo (I)

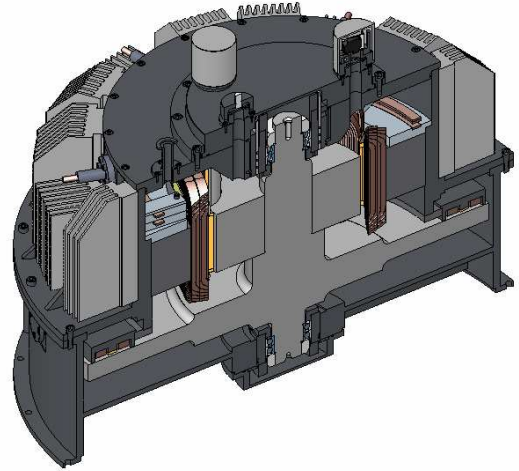
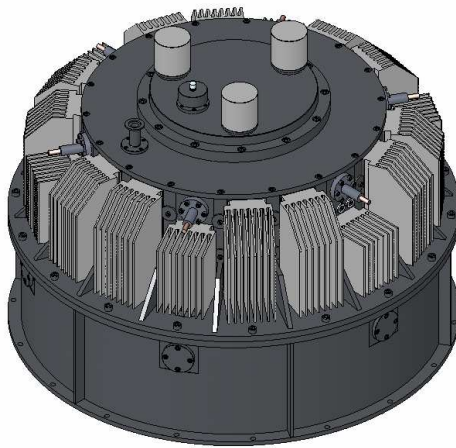


Nº de Fases	3
Nº Polos Estator	6
Nº Polos Rotor	4
Tensión	1100 V
Corriente	257 A
Potencia	140 kW
Velocidad	9000 rpm



En estas figuras se pueden apreciar las principales características constructivas mecánicas del primer diseño del almacenador cinético de energía.

## Prototipo (II)



Nº de Fases	3
Nº Polos Estator	6
Nº Polos Rotor	4
Tensión	1100 V
Corriente	257 A
Potencia	140 kW
Energía	5MJ
Velocidad	9000 rpm
Peso Rotor	0-2500 N



En estas figuras se pueden apreciar las principales características constructivas mecánicas del segundo diseño del almacenador cinético de energía.

## **Apéndice C**

### **Electrónica de Potencia Data Sheet**